BERLIN

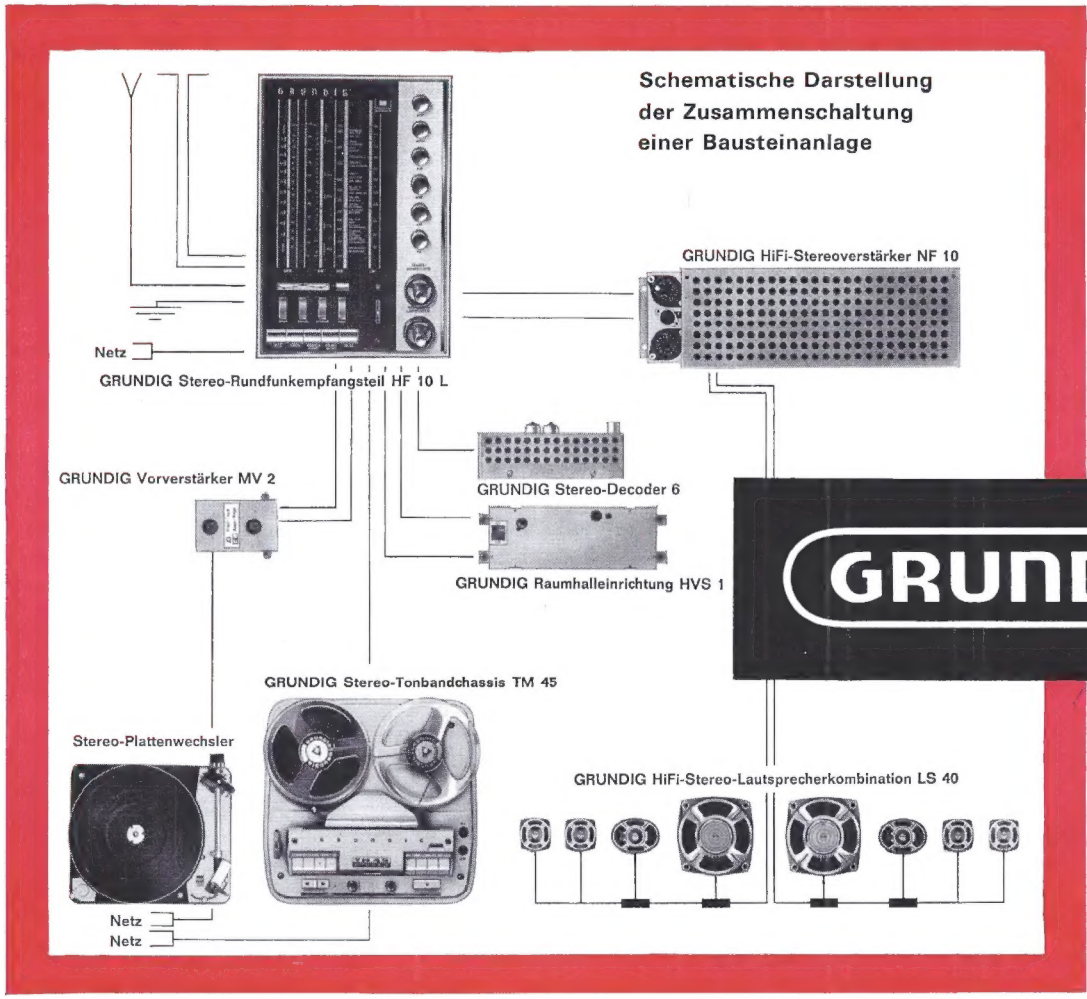
FUNK-TECHNIK

A 3109 D

2 | 1966

2. JANUARHEFT

Eine von 40 Möglichkeiten ...



GRUNDIG

.... GRUNDIG Bausteine zu kombinieren

Millionen hören und sehen mit GRUNDIG

GRUNDIG Bausteine

lassen sich jedem Zimmer und jeder Akustik anpassen
fügen sich in jeden Wohnstil harmonisch ein
sind überall unauffällig unterzubringen
können auch von Laien selbst montiert werden
gibt es in verschiedenen Preis- und Leistungsstufen
können „Stück um Stück" angeschafft werden!

FUNK-TECHNIK

RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

AUS DEM INHALT

2. JANUARHEFT 1966

gelesen · gehört · gesehen 40

FT meldet 42

Allband-Transceiver 45

Allbereich-Fernsehtuner mit zwei Transistoren 46

Die elektronische Datenverarbeitung im grafischen Gewerbe 48

Konstruktionsmerkmale der Hi-Fi-Transistorverstärker „SV 40" und „SV 80" 49

Moderne Radaranlagen auf deutschen Verkehrsflughäfen ... 53

Persönliches 57

Einfacher NF-Verstärker mit Silizium-Planartransistoren für eine Wechselsprechanlage 58

Kollektorloser Gleichstrommotor mit hohem Anlaufmoment 61

Für den KW-Amateur
Eigenschaften von Amateur-Sendeantennen 62

Von Sendern und Programmen 65

Für Werkstatt und Labor 66

FT-Bastel-Ecke
Einfacher Stereo-Verstärker in Bausteinform 68

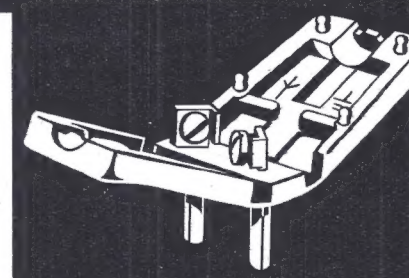
Durch Messen zum Wissen 69

Unser Titelbild: Siemens-Datenverarbeitungsanlage „3003" als Satzrechner; im Vordergrund die Geräte für die Eingabe des Endlos-Lochstreifens und für die Ausgabe des setzreifen Lochstreifens, im Hintergrund die zentralen Schränke des Rechners (s. a. S. 48). Aufnahme: Siemens

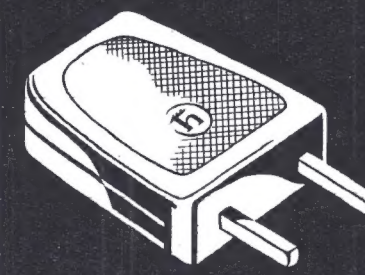
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier. Seiten 38, 43, 44, 67, 71 und 72 ohne redaktionellen Teil

NEUE ANTENNENSTECKER UND ZWISCHENSTÜCKE
nach DIN und internationaler Norm

Asm 1
für LMK
nach DIN 45315



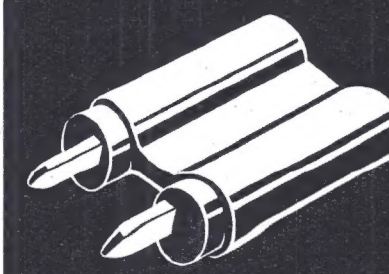
Asu 1
für UKW
nach DIN 45316
für Band- und
Schlauchleitung



Einfache und schnelle Montage durch Klappgriff mit Druckknopfverschluß. Der Schraubklemmanschluß erlaubt auch außerhalb der Werkstatt einwandfreies Anschließen.

Zwm 1 für LMK nach DIN 45315
Zwu 1 für UKW nach DIN 45316

Für den Übergang von den seitherigen 4-mm-Bananen- und Doppelsteckern auf die neuen Normbuchsen



Überall, wo es auf guten Kontakt ankommt, haben sich Hirschmann-Stecker und -buchsen seit über vier Jahrzehnten bewährt. Unser vollständiges Programm finden Sie im Katalog DS 4, den wir auf Anforderung gerne zuschicken.

ETTI IV.65.12

Hirschmann

Richard Hirschmann · Radiotechnisches Werk · 73 Esslingen Postfach 110

Tagungsprogramm der Fachtagung Elektronik 1966

Während der Hannover-Messe 1966 (30. April bis 8. Mai) wird der Wissenschaftliche Ausschuß des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE) e. V. in Zusammenarbeit mit der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) im VDE und der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG vom 4. bis 6. Mai die Fachtagung Elektronik 1966 durchführen, auf der die Themen „Bauelemente und Anwendungen" sowie „Elektronik in Luft- und Raumfahrt" behandelt werden. Folgende Vorträge sind vorgesehen:

Stand und Neuentwicklungen der Elektronenröhren-Technik, Bauelemente der modernen Photoelektronik, Nichtkonventionelle Bauelemente von heute und morgen, Spezifische Eigenschaften von Elementen integrierter Schaltungen, Bauelemente der modernen Elektronik und ihr Übergang in die Integration, Anpassung der Schaltungsentwicklung an die integrierte Technik, Entwicklungstendenzen bei logischen Bauelementen für Rechenmaschinen, Statische und dynamische Kenngrößen digitaler logischer Schaltkreise in integrierter Technik, Großraumspeicher und Festwertspeicher, Opto-Elektronik, Mechanische Filter in der Nachrichtentechnik, Forschung und Entwicklung auf dem Gebiete der Energie-Elektronik, Digitale Systeme in der Luft- und Raumfahrt und ihre Anforderungen an die Bauteile, Elektronische Aufgaben bei der Stufentrennung bei Raketen, Meßtechnik an Bord von Raumkörpern, Betriebselektronik in Satelliten, Telemetrie für Flugkörper, Schmalband-Sekundär-Radar.

Anmeldungsunterlagen können bis zum 6. April 1966 bei der Elektrotechnischen Gesellschaft Hannover e. V. im VDE, 3 Hannover, Lange-Hop-Straße 18, Telefon: (05 11) 52 20 68, angefordert werden.

Großbasis-Sichtpeilanlagen für Flughäfen in Österreich

Der Flughafen Wien-Schwechat erhält jetzt eine automatische Großbasis-Sichtpeilanlage mit zehn Peilkanälen von *Rohde & Schwarz*, die eine ältere Ausführung mit fünf Kanälen ersetzt. Eine weitere Anlage, die die Peilwerte automatisch nach Wien-Schwechat überträgt, wird am Flugsicherungskontrollpunkt Gemeindealpe bei Mariazell errichtet. Mit Hilfe von Großbasis-Sichtpeilern nach dem Doppler-Prinzip werden die Flugzeuge über ihren Bordsender selbsttätig angepeilt und identifiziert. In der Anflugkontrolle dient die automatische Sichtpeilanlage dazu, die an- und abfliegenden Flugzeuge nach Richtungen zu trennen, und in der Bezirkskontrolle ermöglicht sie die rasche Identifizierung der Ziele auf dem Radarschirmbild.

Neue Fernsehempfänger

Blaupunkt

Das neue Fernsehgeräte-Programm von *Blaupunkt*, das neun Typen umfaßt, ist auf drei Grundchassis aufgebaut, die sich lediglich durch den Drucktasten-Programmwähler und die Anzahl der Regler unterscheiden. Alle drei Chassis sind gleich bestückt (8 Rö + 11 Trans + 9 Halbleiterdioden + 1 Si-Gl) und haben unter anderem einen transistorisierten UHF-VHF-Kombituner, Programmwahltasten mit gespeicherter Scharfabstimmung, zwei geregelte ZF-Stufen, kaltes Horizontalchassis und eine sich automatisch umschaltende Skala für drei Bereiche. Neben dem Tuner sind auch die Bild- und Ton-ZF-Stufen, die Video-Endstufe und die getastete Regelung mit Transistoren bestückt

Das Chassis „Toskana" (5 VHF-UHF-Programmwahltasten) enthalten der tragbare Fernseher „Java" (47-cm-Bildröhre) sowie die Tischgeräte „Toskana" und „Cardona" mit 59- beziehungsweise 65-cm-Bildröhre.

Vier 59-cm-Tischgeräte („Malaga", „Malta", „Madras", „Montana") und ein 59-cm-Standgerät („Palermo") sind mit dem Chassis „Malaga" bestückt, das einen Programmwähler mit sechs VHF-UHF-Tasten und Zentral-Abstimmknopf enthält.

Mit dem dritten Grundchassis „Cortina H" ist das 59-cm-Tischgerät „Cortina H" ausgerüstet. Es hat außer dem auch im Chassis „Malaga" verwendeten Drucktasten-Programmwähler noch zusätzlich einen Klangregler.

Nordmende

Ende des vergangenen Jahres stellte *Nordmende* den neuen „Präsident 71", ein Fernsehgerät der Tippomatic-Klasse, vor. Er enthält das gleiche Chassis wie die bereits bekannten Paralleltypen „Ambassador" und „Exquisit de luxe", ist jedoch mit einer verbesserten Tippomatic-Suchlaufautomatik ausgestattet, die eine erheblich gesteigerte Fangsicherheit aufweist.

Ein sicherer Weg zur Amateurfunk-Lizenz

Lizenzreife Ausbildung durch den seit 7 Jahren bewährten Fernlehrgang „Amateurfunk - Funktechnik". Sie lernen rasch, sicher und bequem zu Hause während Ihrer freien Zeit. Eine Stunde täglich oder 5 bis 6 Wochenstunden reichen dafür aus.

Die Ausbildung ist gründlich. Sie umfaßt Theorie und Praxis mit allem, was dazugehört, z. B. Selbstbau von Amateurgeräten, Morselehrgang. Antennenfragen, SSB-Technik, Prüf- und Meßarbeiten u. v. a.

Wer den Lehrgang mit Erfolg abschließt, schafft auch die Lizenzprüfung der Post ohne Schwierigkeiten. Viele tausend Teilnehmer haben es in den vergangenen Jahren bewiesen.

Maßgebliche Fachleute des In- und Auslandes haben den Lehrgang geprüft und anerkannt. Er kann wirklich jedem empfohlen werden, der schnell und sicher lizensierter Funkamateur werden möchte.

Bitte schreiben Sie uns und fordern Sie unverbindlich die ausführliche Informationsbroschüre 35 G an.

INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT

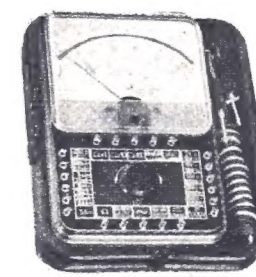
Bremen 17 Postfach 7026

MILANO ICE ITALY

präsentiert das neue

Universalmeßgerät Modell 680 E 20000 Ohm/Volt

Genauigkeit:



Gleichspannung ± 1 %
Wechselspannung ± 2 %

Jetzt mit:

- Eingebautem Wechselstrombereich 0 - 2,5 A
- Spiegelskala
- Drehspulinstrument 40 µA mit Kernmagnet (keine induktiven Einflüsse mehr)
- 1000fachem Überlastungsschutz in allen 49 Meßbereichen
- Garantie 6 Monate

Preis kompl. mit Tasche und Prüfschnüren **DM 124,-**

Generalvertretung der BRD

Erwin Scheicher & Co. OHG

München 59, Brünnsteinstraße 12

Erhältlich in allen Fachgeschäften

Saba

Das *Saba*-Fernsehempfänger-Programm 1966/67 umfaßt die Geräte „T 184", „S 184", „T 185", „S 185", „T 186" und „T 187".

Wega

Für das „System 3000" brachte *Wega* jetzt das 59-cm-Gerät „Wegavision 3003" heraus, bei dem gegenüber dem auch weiterhin lieferbaren „Wegavision 3002" die seitlichen Metall-Schutzwände des Gehäuses fortgelassen wurden. Außerdem enthält es ein neues, besonders servicegerechtes Chassis.

Fernbedienung „Polymat"

Für die Fernsehgeräte „Genua de Luxe" und „Tarent de Luxe" (*Kuba*) sowie „Salerno de Luxe" und „Catania de Luxe" (*Imperial*) ist jetzt die Fernbedienung „Polymat" lieferbar, die folgende Einstellungen gestattet: Ein- und Ausschalten, Helligkeitsregelung, Lautstärkeregelung und Programmwahl. Bei eingeschalteter Fernbedienung leuchtet eine eingebaute grüne Signallampe.

Elektronisches Notizbuch jetzt mit Bereitschaftstasche

Wie die Erfahrung zeigt, verlangen die Käufer des Elektronischen Notizbuches „EN 3" von *Grundig* meistens auch die zusätzlich erhältliche Bereitschaftstasche. Deshalb wird das Gerät jetzt bereits ab Werk mit dieser praktischen Umhüllung geliefert.

Anbaukupplung für Klein-Steckverbindungen mit Schutzkontakt

Hirschmann hat das Programm der Klein-Steckverbindungen mit Schutzkontakt für Netzspannungen um 2- und 3polige Anbaukupplungen erweitert, die für Geräte bestimmt sind, bei denen die angebauten Kupplungen unter Spannung stehen. Die neuen Anbaukupplungen werden in drei Ausführungen hergestellt, und zwar zur direkten Montage auf Gehäusen, wobei die Befestigungsstelle der Kupplung angepaßt sein muß, zum Anbringen auf ebenen Gehäuseflächen mittels mitgelieferter Montageplatten sowie mit einem Fuß, der die Montage auf zylindrischen Körpern ab 50 mm Durchmesser ermöglicht. Für die gleichen Montagemöglichkeiten werden auch Anbaustecker hergestellt.

Neues Kleinrelais „65"

Mit dem preisgünstigen Kleinrelais „65", das in gedruckte Schaltungen ohne Zusatzteile direkt, aber auch über eine besondere Fassung steckbar eingesetzt werden kann, erweitert die *SEL* ihr Relais-Angebot. Das neue Relais ist für Spannungen von 4,5 ... 72 V und mit vier oder sechs Wechselkontakten lieferbar, die 30 W, 60 V, 1 A schalten.

IEC-Zwischenkabel

Um während der Übergangszeit bei Rundfunkgeräten mit Antennenbuchsen nach der IEC-Norm die bisherigen Empfänger-Anschlußkabel weiter verwenden zu können, liefert die *Robert Bosch Elektronik und Photokino GmbH* die Zwischenkabel „ZK 32 R" (KML) und „ZK 32 U" (UKW). Diese Zwischenkabel bestehen aus dem IEC-Stecker, einem kurzen Bandleitungsstück und Buchsen zum Einstecken der Bananenstecker des Anschlußkabels.

Abstandsisolator für Antennenstandrohre

Zum Befestigen von Antennenkabeln, die außen am Antennenstandrohr niedergeführt werden, liefert *Hirschmann* den verbesserten Abstandsisolator „Kama 40", der mit einem U-förmigen Bügel und einer schwenkbaren Spannschelle am Standrohr zu befestigen ist und sich für Standrohre bis 62 mm Durchmesser eignet. Der längere Bügelschenkel trägt einen Schraubisolator „Ik 60" zum Festspannen des Kabels. Wenn ein zweites Kabel am Standrohr befestigt werden soll, kann man auf den kürzeren Schenkel noch einen zweiten Isolator „Ik 60" oder „Ik 90" aufschrauben.

Farbfernsehen in den USA

Im Jahre 1965 machte das Farbfernsehen in den USA bemerkenswerte Fortschritte. Die National Broadcasting Company hat ihr Abendprogramm zu 95 % auf Farbsendungen umgestellt, während Columbia Broadcasting Systems und American Broadcasting Company 50 beziehungsweise 40 % ihrer abendlichen Sendungen in Farbe ausstrahlen.

Entsprechend ist auch der Absatz von Farbfernsehempfängern gestiegen. Er übertraf 1965 mit 1,2 Mrd. Dollar (1 400 000 Stück) wertmäßig erstmals den von Schwarz-Weiß-Empfängern (1,1 Mrd. Dollar). Zur Zeit besitzen 3 600 000 amerikanische Familien einen Farbfernsehempfänger.

FUNK-TECHNIK

stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

- **Sammelmappen**
  mit Stabeinhängevorrichtung
  für die Hefte des laufenden Jahrgangs
  oder in den
- **Einbanddecken**
  für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe: 6,80 DM zuzüglich Versandspesen

(Berlin: 1 Sammelmappe 40 Pf, bis 3 Sammelmappen 80 Pf; Bundesgebiet: bis 3 Sammelmappen 80 Pf)

Preis der Einbanddecke: 5,30 DM zuzüglich Versandspesen

(Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 80 Pf; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 80 Pf)

- Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 7664

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167

Transistortechnik für Freizeit und Beruf

Wollen Sie Transistor-Fachmann werden oder in Ihrer Freizeit mit Transistoren basteln? Möchten Sie Ihre Transistorgeräte (Empfänger, Verstärker, Meßsender, Prüfgeräte, Superhet und viel andere) selbst bauen? Wollen Sie solche Dinge reparieren lernen, zu gutem Nebenverdienst kommen oder zum hochbezahlten Fachmann aufsteigen?
Durch den hochinteressanten Fernlehrgang „Radio-Transistor-Praxis" bilden wir Sie daheim in Ihrer Freizeit gründlich aus. Sie lernen auf neuartige und außergewöhnliche Weise nicht nur theoretisch, sondern auch praktisch.
Viele hundert Bauteile erhalten Sie neben dem schriftlichen Lehrmaterial. Sie bauen daraus unter Anleitung erfahrener Fachlehrer hochwertige Transistorgeräte auf.
Vorkenntnisse brauchen Sie nicht. Wenn Sie solche besitzen oder sogar Radio-Fachmann sind, können Sie durch diesen Lehrgang Ihre Kenntnisse vervollkommnen und zu einem gewissen Abschluß bringen.
Weitere Einzelheiten erfahren Sie durch unsere Broschüre, die wir Ihnen gern kostenlos und unverbindlich zuschicken.

INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT, Abt. T 7 C, Bremen 17, Postfach 7026

GUTSCHEIN

Diese interessante Broschüre erhalten Sie kostenlos! „Radio-Transistor-Praxis"

Name: _____

Anschrift: _____

Ich bitte um kostenlose und unverbindliche Zusendung der vorgenannten Broschüre.

Neuerscheinung

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH

AUS DEM INHALT

Zur Entwicklung des Stereo-Rundfunks

Drahtgebundene Stereo-Übertragungen · Erste AM-Stereofonie-Sendungen · Codierte UKW-FM-Stereo-Sendungen · Rundfunk-Stereofonie in einzelnen Ländern

Grundlagen der Rundfunk-Stereofonie

Die FCC-Stereo-Norm · Deutsche Modifikation der FCC-Norm · Methoden der Decodierung

Technik der Rundfunk-Stereofonie vom Sender bis zum Empfänger

Senderseite · Stereo-Empfangsgeräte

Service und Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern

Nachrüsten von Decodern · Aufstellen von Stereo-Rundfunkanlagen · Meßeinrichtungen für Werkstätten · Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern und Decodern

Selbstbau von Decodern und Stereo-Generatoren

Einfacher Transistor-Decoder · Transistor-Decoder mit Stereo-Anzeige und Umschaltautomatik · FM-Stereo-Service-Generator

Schrifttum / Sachwörter

145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52

FT meldet.. FT meldet.. FT meldet.. FT

Neues Grundig-Werk in Landau/Isar

Im neuen Grundig-Werk 12 in Landau/Isar, dessen Werkshalle im November 1965 in Betrieb genommen wurde und in dem die Produktion von vier provisorischen Außenstellen zusammengefaßt ist, werden auf einer Fabrikationsfläche von 10 000 m² Musik- und Stereo-Konzertschränke, die Geräte der Grundig-Bausteinserie sowie Stereo-Rundfunkempfänger gefertigt. Zur Zeit sind in Landau 630 Mitarbeiter beschäftigt. Ihre Zahl soll 1966 auf 750 und beim Endausbau des Werkes auf 1000 Personen ansteigen. Interessant ist, daß heute bereits etwa 60 % der Musikschränke naturfarben geliefert werden, während noch vor zehn Jahren praktisch nur dunkelpolierte Truhen gefragt waren.

Zusammenschluß ITT und ABC

Wie die Präsidenten der International Telephone and Telegraph Corp. (ITT) und der American Broadcasting Companies, Inc. (ABC) bekanntgaben, haben die Aufsichtsräte beider Gesellschaften einem Zusammenschluß grundsätzlich zugestimmt. Es muß jetzt noch ein Vertrag zwischen den Partnern ausgearbeitet und die Zustimmung der zuständigen Regierungsstellen sowie der Hauptversammlungen beider Gesellschaften eingeholt werden. Nach der Vereinigung wird die ABC unter ihrer bisherigen Geschäftsleitung als Tochtergesellschaft der ITT selbständig weiterarbeiten.

13 000 Teilnehmer bei VDI-Tagungen

An den 21 Tagungen, die die VDI-Fachgliederungen im Jahre 1965 veranstalteten, nahmen mehr als 13 000 Ingenieure teil. Die Tagungen behandelten unter anderem aktuelle Fragen aus den Gebieten Förderwesen, Meßtechnik, Reinhaltung der Luft, Energietechnik, Textiltechnik, Bauingenieurwesen, Betriebstechnik, Regelungstechnik, Technikgeschichte, Landtechnik, Verfahrenstechnik, Kunststofftechnik und Staubtechnik.

Elektronische Datenverarbeitungsanlage bei Bogen

Bei der W. Bogen GmbH, Berlin, wird jetzt eine elektronische Datenverarbeitungsanlage „IBM 1130" mit 8192 Worten Kernspeicherkapazität und 512 000 Worten Plattenspeicherkapazität installiert, die ab November 1966 zur Steuerung und Abrechnung der Magnetkopffertigung eingesetzt werden soll. Als Ergebnis werden eine optimale Termin- und Materialdisposition sowie Kostengestaltung der mehreren hundert, in unterschiedlichen Stückzahlen gleichzeitig durch die Fertigung laufenden Magnetkopftypen erwartet.

AEG-Telefunken-Gruppe

Der Aufsichtsrat der AEG hat in seiner Sitzung am 22. Dezember 1965 erneut über die Auswirkungen des neuen Aktienrechts auf die Konzernpolitik und damit zusammenhängende organisatorische und personelle Fragen beraten. Die mit der Neuorganisation des Konzerns begonnene Geschäftspolitik soll unverändert fortgesetzt werden und ist am besten durch eine Weiterführung der erfolgreichen Zusammenarbeit der Unternehmen der AEG-Telefunken-Gruppe gewährleistet.

Dr.-Ing. Hans Heyne hat darum gebeten, ihn von dem Vorsitz im Aufsichtsrat der AEG, dem er auch weiterhin angehört, zu entbinden. Diesem Wunsche hat der Aufsichtsrat entsprochen. Dr. Hans C. Boden, Ehrenvorsitzer des Aufsichtsrates, wird bis auf weiteres den Vorsitz im Aufsichtsrat wieder übernehmen. Der bisherige Vorsitzer des Vorstandes der AEG, Dipl.-Kfm. Berthold Gamer, schied mit dem 31. Dezember 1965 aus dem Vorstand aus. Er bleibt der Gesellschaft auch weiterhin freundschaftlich verbunden und steht ihr während des Jahres 1966 auf Wunsch beratend zur Verfügung. Zum neuen Vorsitzer des Vorstandes der AEG wurde mit Wirkung vom 1. Januar 1966 das Vorstandsmitglied Dr. rer. pol. Hans Bühler ernannt, der seit Jahrzehnten der AEG angehört.

Lehrgang „Technisches Englisch"

Am Außeninstitut der Staatlichen Ingenieurschule Gauß Berlin beginnt am 18. Januar 1966 ein neuer Lehrgang „Technisches Englisch". Anfragen und Anmeldungen sind an die Geschäftsstelle der Technischen Vereinigung Gauß e. V., 1 Berlin 51, Deutsche Str. 15, Telefon 80 53 03, zu richten.

Urheberpauschalabgabe für Grundig-Tonbandgeräte

Seit 1. Januar 1966 gestaffelte Beträge

Am 1. Januar 1966 trat das neue Urheberrechtsgesetz in Kraft. Es bestimmt, daß die Ansprüche der Urheber wegen privater Tonbandvervielfältigungen der Tonbandgerätekäufer durch eine Pauschalabgabe abgelöst werden, die der Hersteller an eine Zentralstelle abzuführen hat.

Ab 1. Januar 1966 wird deshalb für jedes Tonbandgerät gesondert ein Betrag für die Ablösung der Urheberabgabe in Rechnung gestellt. Für *Grundig*-Tonbandgeräte gilt folgende Staffelung:

Pauschalbetrag 5,— DM: „C 100 Cassettengerät", „TK 2", „TK 14 L", „TM 19"

Pauschalbetrag 10,— DM: „TK 6 L", „TK 17 L", „TK 19 L Automatic", „TK 23 L Automatic", „TK 27 L Stereo", „TK 40", „TK 41", „TM 27 Stereo", „TM 45 Stereo"

Pauschalbetrag 15,— DM: „TK 42"

Pauschalbetrag 20,— DM: „TK 320/340" (Stereo-Koffer oder -Studio)

Die Pauschalbeträge werden beim Verkauf eines dieser Geräte ohne Aufschlag dem Käufer weiterberechnet.

BAUELEMENTE

für Elektronik und Nachrichten-Technik

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehbildröhren
Ablenkmittel für Fernsehbildröhren
Spezialröhren für Elektronik
Spezialverstärkerröhren
Mikrowellenröhren
Senderöhren
Vakuumkondensatoren
Elektronenstrahlröhren für Oszillographen
Germanium-Transistoren
Silizium-Transistoren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Festkörper-Schaltkreise
Drehkondensatoren
Trimmerkondensatoren
Elektrolytkondensatoren
Kunststoffolienkondensatoren
Keramikkondensatoren
Schichtdrehwiderstände (Potentiometer)
Schichtwiderstände
Heißleiterwiderstände „NEWI"
UHF-Tuner
VHF-Tuner (Fernseh-Kanalschalter)
Allbandwähler
Druck- und Schiebetasten, Schalter

TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
GESCHÄFTSBEREICH BAUELEMENTE
7900 Ulm

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

Frische Umsatz-Brise durch Graetz Transistorgeräte!

Auf geht's in die neue Transistorgeräte-Saison. Mit Graetz liegen Sie goldrichtig. Denn Graetz bietet Ihnen drei überzeugende Vorteile:

1. Eine **Klangqualität** wie nie zuvor! Durch Klangabstrahlung nach vorn und hinten bei den neuen Graetz Transistorgeräten Page und Superpage!

2. Das **Bestseller-Transistorgerät Page** jetzt sogar mit 4 Wellenbereichen und noch besserer Empfangsleistung!

3. Eine **attraktive Dekoration** für Ihr Schaufenster! Das hier abgebildete Segelboot (im Original 89,5 cm lang und 97,5 cm hoch) erhalten Sie bei Bestellung unseres Erstausstattungs-Kartons (mit 4 Graetz Transistorgeräten) als Blickfang für Ihr Geschäft!

Noch nie waren die Erfolgs-Chancen für Graetz Transistorgeräte in der Bundesrepublik so gut wie 1966 - noch nie war es so vorteilhaft für Sie, Graetz-Geräte anzubieten!

Graetz — Begriff des Vertrauens

Graetz

GRAETZ-Bestseller

21. JAHRGANG · 1966 Nr. 2

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Allband-Transceiver

Für den ernsthaften Funkamateur wird heute die SSB-Station immer wichtiger, denn in allen Ländern der Welt macht die Einseitenbandtechnik große Fortschritte. Dementsprechend ist auch das ausländische Angebot an SSB-Sendern und -Empfängern sehr vielseitig. Wer sich aber mit deutschem Geld eine komplette SSB-Station kaufen möchte, der muß bei getrennten Geräten für Empfang und Sendung ebensoviel anlegen wie für ein Auto der kleinen Mittelklasse. Hier bietet der moderne Transceiver (Sende-Empfänger) eine willkommene Lösung. Gegenüber getrennten Geräten kommt er mit etwa 60% des Materialaufwandes aus, denn viele Stufen können gemeinsam für Senden und Empfangen ausgenutzt werden.

Ein weiteres Argument ist die einfachere Bedienung des Transceivers. Da Empfangs- und Sendefrequenz gleich sind, entfällt die Frequenzabstimmung beim Senden, wenn man den Empfänger auf die Gegenstation abgestimmt hat. Der Funkbetrieb ist flotter abzuwickeln. Allerdings kann man nicht ohne weiteres auf verschiedenen Frequenzen empfangen und senden, ein Nachteil, der oft von den DXern angeführt wird. Auf vielen Bändern hat sich jedoch vor allem bei SSB-Betrieb der Gleichwellenfunk eingeführt. Nur bei besonders kritischen Funkbetriebsverhältnissen mit selten zu empfangenden Ländern findet man noch im Weitverkehr Funkbetrieb auf verschiedenen Empfangs- und Sendefrequenzen. Fast alle Industrie-Transceiver verfügen aber über ausgezeichnete Skalen mit Frequenzeichung und Skalenteilung. Es ist dann relativ einfach, den Transceiver für das Senden auf einen Nachbarkanal — beispielsweise ± 5 kHz neben der Empfangsfrequenz — abzustimmen und zum Empfang wieder auf die ursprüngliche Frequenz zurückzukehren. Unter rund 100 Funkgesprächen kommt dieser Fall höchstwahrscheinlich nur ein einziges Mal vor.

Für den Transceiver spricht auch der geringe Raumbedarf, ein wichtiger Gesichtspunkt, wenn die Amateurfunkanlage innerhalb der Wohnung möglichst unauffällig aufgestellt werden soll. Statt zwei verschiedener Geräte hat man nur noch ein einziges. Je nach Fabrikat kommt lediglich noch ein kleiner Netzteil hinzu. Der in einigen Ländern zugelassene Anschluß einer Linear-Endstufe ist eine denkbare Erweiterung, ohne daß die Gesamtanlage räumlich zu groß wird. Auch vom Transport her gesehen, sind Transceiver für etwaige bewegliche Einsätze vorteilhaft, denn der Einblock-Transceiver bringt neben der Raumersparnis gegenüber zwei getrennten Geräten noch eine Gewichtsersparnis von etwa 30 Prozent.

Transceiver gibt es im Amateurfunk schon seit einiger Zeit, und zwar vorwiegend für Spezialaufgaben. Aber erst die SSB-Technik machte diese Gerätegruppe populär. Einen außergewöhnlichen Erfolg hatte im Jahr 1964 der Einband-Transceiver. Mit ihm wurde erstmalig ein industriell gefertigtes modernes Amateurfunkgerät zu einem erschwinglichen Preis angeboten. Komplette Einband-Transceiver kosten heute rund 1000 DM; beim Zusammenbau des äquivalenten Bausatzes kann man rund 25% Kosten einsparen. Von den technischen Daten sind zum Beispiel die Ausgangsleistung von 200 W (PEP), die Seitenbandunterdrückung von 45 dB, die Empfängerempfindlichkeit von 1 µV (bei 15 dB S : N) und die Trennschärfenwerte (bei 2,7 kHz etwa 6 dB, bei 6 kHz etwa 50 dB) interessant. Die geringen Abmessungen von 15,8 cm × 26,0 cm × 30,8 cm und das mäßige Gewicht von 5,2 kg machen den Einband-Transceiver auch für mobilen und transportablen Einsatz geeignet.

Da dieser Gerätetyp für 80 m oder 40 m oder 20 m angeboten wird, muß sich der Amateur für ein bestimmtes Band entscheiden. Wer auf dem 80-m-Band ebenso zu Hause sein möchte wie im Weitverkehr auf 20 m, der findet im Einband-Transceiver nicht das zweckmäßigste Gerät. Die sogenannten Dreiband-Transceiver sind hier eine rationelle Lösung. Sie empfangen das 80-40-20-m-Band und liefern etwa 120 W Ausgangsleistung (SSB, PEP). Technische Eigenschaften eines hochwertigen Gerätes dieser Klasse für SSB, AM und CW sind unter anderem eingebaute Voxsteuerung, automatische Trägerpegeleinstellung bei CW und AM, kombinierter Schnelltrieb (6:1) und Feintrieb (30:1), beleuchtetes S-Meter und beleuchtete Abstimmskala, Produktdetektor für SSB und CW, TR-Relais mit Zusatzkontakten bei Benutzung einer Linear-Endstufe sowie Autohalterung für Mobileinbau. Die betriebsfertige Station einschließlich getrennten Stromversorgungsteils kommt auf etwa 2200 DM, während die entsprechenden Bausätze zusammen etwa 600 DM weniger kosten.

Aber auch der Dreiband-Transceiver erfüllt noch nicht alle Wünsche des passionierten Funkamateurs. Das 10-m-Band ist zwar im Augenblick nur selten offen, das 15-m-Band bringt dagegen fast täglich zusätzliche Weitverbindungen mit anderen Kontinenten. Für hohe Ansprüche ist deshalb der Allband-Transceiver das ideale Gerät dieser Amateurfunkklasse. Wie die Erfahrungen in anderen Ländern zeigen, sind diese Geräte jetzt sehr gefragt, sofern sie der internationalen Spitzenklasse angehören. Eine solche mit allen erdenklichen Feinheiten ausgestattete Station gestattet auf fünf verschiedenen Amateurfunkbändern (10...80 m) SSB- und CW-Betrieb mit einem Input von etwa 170 W. Es kann auf unteres und oberes Seitenband, ferner auf CW-, PTT- und Vox-Betrieb umgeschaltet werden. Auf Wunsch ist quarzgesteuerter Sendebetrieb mit durchstimmbarem Empfangsteil möglich oder quarzgesteuerter Transceiverbetrieb. Zu den Feinheiten gehören getrennter und versetzter CW-Trägerquarz, dreifach wirksame Schwundregelung, 100-kHz-Eichquarzgenerator, ferner auf 1 kHz genauer Präzisions-Skalentrieb. Die maximale Frequenzabweichung ist nach 100 Stunden Betriebsdauer nur 100 Hz. Dieser Transceiver eignet sich für ortsfesten oder für mobilen Betrieb und ist für den Anschluß einer Linear-Endstufe eingerichtet. Der komplette Bausatz wird für etwas über 2000 DM angeboten. Hinzu kommen die relativ niedrigen Kosten für den Stromversorgungsteil.

Wer sich Transceiver selbst bauen möchte, findet in den angebotenen Bausätzen amerikanischer Hersteller das hierzu nötige komplette Material einschließlich Gehäuse und Skala. Der Zusammenbau wird durch beigegebene Bauhefte erleichtert. Allerdings muß man sich in allen Einzelheiten nach den Angaben richten. Um schlechte Lötstellen, falsche Verbindungen und dergleichen beim Zusammenbau auszuschließen, gehen die meisten Hersteller von Bausätzen zu gedruckten Schaltungsplatten über, die das Risiko des Zusammenbaues wesentlich verringern. In vielen Fällen sind Spulensätze und Filter vorabgeglichen. Es genügen dann für den endgültigen Abgleich (wenn keine Eingriffe in die kritischen Kreise gemacht wurden) ein Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf, eine künstliche Antenne und ein gewöhnlicher Rundfunkempfänger.

Dagegen kann der Selbstbau von Transceivern nach eigenen Schaltungsentwürfen recht kompliziert sein. Am einfachsten ist noch der Bau des Einbandtyps. Allband-Transceiver nach eigenen Ideen zu bauen, setzt dagegen entsprechende Laboreinrichtungen und hinreichende Konstruktionserfahrungen in der SSB-Technik voraus. Aber auch dann ist der nötige Zeitaufwand ungewöhnlich hoch. Deshalb ist der Kauf eines Gerätes oder Bausatzes der Industrie immer noch der einfachste und zugleich billigste Weg, um zu einer Station mit erstklassigen Eigenschaften zu kommen.

Höchstwahrscheinlich gehört dem SSB-Transceiver die Zukunft. Heute schon gibt es Geräte mit Teiltransistorisierung. Die demnächst zu erwartende Weiterentwicklung unter Berücksichtigung modernster Fertigungsmethoden wie Mikrotechnik oder Dünnfilmtechnik führt zu kleineren Abmessungen, zu höheren Leistungen und vielleicht auch — als Folge höherer Fertigungszahlen — zu noch günstigeren Anschaffungspreisen.

Werner W. Diefenbach

W. LEHRMANN, Graetz KG

Allbereich-Fernsehtuner mit zwei Transistoren

DK 621.397.62.029.6

Zum Erreichen einer weiteren Vereinfachung der Bedienung und der komplizierten Technik moderner Fernsehgeräte ist man bereits seit langem bemüht, einen Tuner zu konstruieren, der über alle Bereiche kontinuierlich durchstimmbar ist. Die ersten Versuche mit Röhrentunern brachten jedoch nicht den gewünschten Erfolg. Die Lage änderte sich, als mit dem AF 139 ein preisgünstiger UHF-Transistor zur Verfügung stand, der auch in den VHF-Bereichen günstige Eigenschaften aufweist. Unter Verwendung dieses Transistors sollte ein Allbereich-Kanalwähler mit folgenden Merkmalen entwickelt werden:

1. einfacher und fertigungsgerechter Aufbau,
2. möglichst unkomplizierter Schalter für die Einstellung der drei Frequenzbereiche,
3. gute Eingangsselektivität bei nur geringfügiger Verschlechterung der Rauscheigenschaften gegenüber UHF-Tunern ohne abstimmbaren Vorkreis,
4. e i n Abstimmelement für alle Bereiche,
5. Möglichkeit zur Regelung der Vorstufe,
6. Betriebsspannung wahlweise 12 oder 200 V,
7. nicht zu große mechanische Abmessungen.

Offen blieb zunächst die Entscheidung über die Ausführung des UHF-Teiles in $\lambda/4$-Technik oder $\lambda/2$-Technik. Es zeigte sich jedoch bald, daß wegen des wesentlich kritischeren Bereichumschalters beim $\lambda/4$-Konzept (der Schalter müßte im Strombauch wirksam sein) einer $\lambda/2$-Ausführung der Vorzug zu geben ist. Weitere Untersuchungen ließen erkennen, daß eine selbstschwingende Mischstufe für alle Bereiche durchaus realisierbar ist und somit eine Zwei-Transistor-Konzeption vorgesehen werden konnte.

Mechanischer Aufbau

Von Deckel und Trimmerschutzkappe abgesehen, besteht der *Graetz*-Allbereichtuner im wesentlichen aus zwei Aufbauteilen: dem Gehäuse mit Drehkondensator und der VHF-Druckplatte in Verbindung mit dem Schalter.

Das Gehäuse ist in vier UHF-Kammern für Vorkreis, primären und sekundären Bandfilterkreis, Oszillatorkreis und eine VHF-Kammer unterteilt (Bild 1).

Vom Fertigungsablauf her gesehen, werden zunächst die UHF-Kammern mit den Durchführungskondensatoren, Trimmern und dem Drehkondensator bestückt. Anschließend wird die vorverdrahtete VHF-Platte montiert und angeschlossen und schließlich der Schieber des Bereichschalters eingesetzt.

Schaltung

Wie die Schaltung nach Bild 2 zeigt, gelangt das VHF-Signal über ein Symmetrierglied *L 105, L 106, L 107, L 108* und einen Tiefpaß in Verbindung mit einer UKW-Sperre (*L109 ... L 114* und *C 107* bis *C 111*) an den abstimmbaren Vorkreis. Um eine Umschaltung des Antennenanschlusses zwischen den Bereichen I und III zu vermeiden, ist die Einkopplung an eine Anzapfung *L 120* der Bereich-I-Kreisspule *L 118, L 120* gelegt worden, wobei die Windungen *L 120* unterhalb dieses Anzapfpunktes zugleich als Antennenkoppelspule im Bereich III dienen. Der Emitter des Vorstufentransistors *T 101* wird im Bereich I induktiv über *L 119* und im Bereich III galvanisch über eine Drosselspule *L 122* an den jeweiligen Kreis *L 118* beziehungsweise *L 121* angekoppelt.

Der Verstärkerstufe folgt ein zweikreisiges Bandfilter für jeden der beiden VHF-Bereiche. Über *C 137* (10 pF) wird der Emitter der selbstschwingenden Mischstufe *T 102* an den Hochpunkt des Bereich-I-Kreises angeschlossen; im Bereich III dient hierzu die Koppelspule *L 134*.

Der Collector des in Basisschaltung arbeitenden selbstschwingenden Mischers *T 102* liegt über den Bereichumschalter an den Spulen *L 140* oder *L 141* der Oszillatorkreise. Parallel dazu wird die ZF über eine mit *R 115* bedämpfte Drossel *L 138*, die gleichzeitig einen Teil des ZF-Primärkreises darstellt, am Collector abgenommen. Der Oszillatorkoppelkondensator *C 146* wirkt in diesem Falle als ZF-Kreiskapazität.

Das UHF-Signal wird dem abstimmbaren Vorkreis über einen Antennenschalter und eine Symmetrierschleife *L 115* zugeführt. Der Emitter des Vorstufentransistors ist induktiv über den Steg *L 123* an den Vorkreis angekoppelt. Der weitere Aufbau des UHF-Teiles entspricht der bekannten $\lambda/2$-Tunerausführung, von der er sich lediglich durch die oben bereits erwähnte

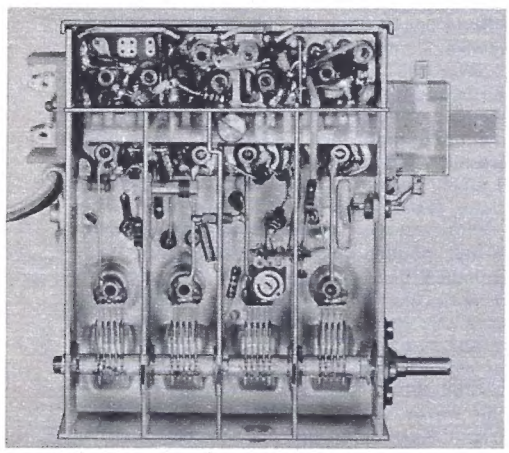


Bild 1. Blick in den geöffneten Allbereichtuner; unten UHF-Kammern, oben VHF-Teil

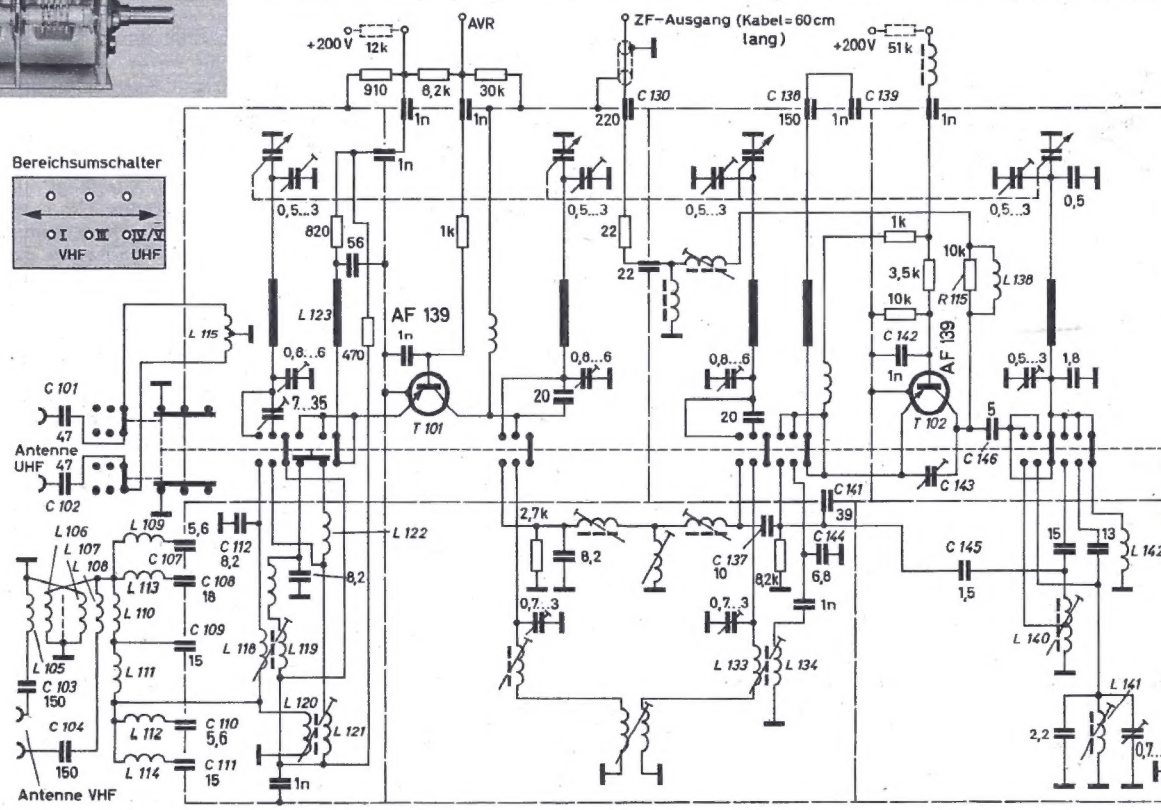


Bild 2. Schaltung des Allbereichtuners ▶

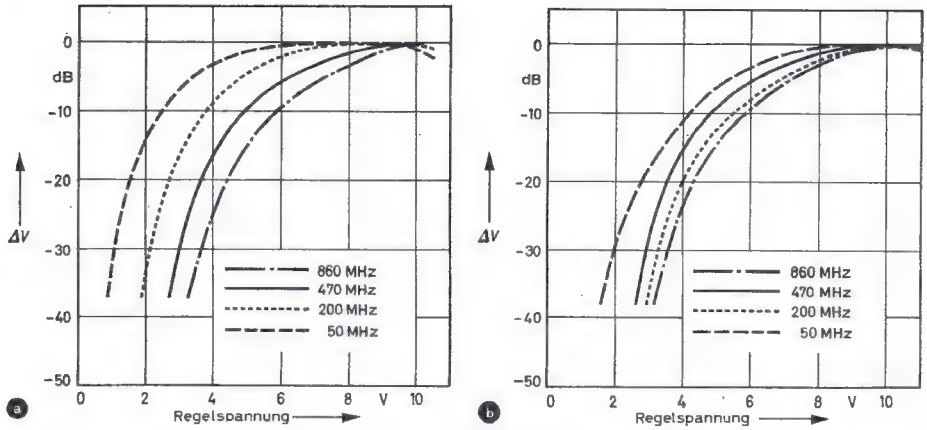


Bild 3. Regelkurven; a) bei konstantem Spurwiderstand (etwa 1,5 kOhm), b) bei umgeschaltetem Spurwiderstand (VHF etwa 1 kOhm, UHF etwa 1,5 kOhm)

ZF-Auskopplung am Collector der selbstschwingenden Mischstufe unterscheidet.

Nach diesem allgemeinen Überblick sei auf einige Besonderheiten des *Graetz*-Allbereichtuners hingewiesen. Jeder Allbereichtuner ist in erster Linie abhängig von der Wahl und Konstruktion seines Bereichumschalters, der in diesem Fall für Frequenzen bis etwa 900 MHz geeignet sein muß. Voraussetzung dafür sind induktivitäts- und kapazitätsarme Kontakte mit guter Kontaktgabe, die auch über längere Zeiträume erhalten bleibt (Selbstreinigung). Die Umschaltpunkte sollen so in die HF-Kreise eingefügt sein, daß unvermeidbare Wiederkehrungenauigkeiten keinen Einfluß auf die Abstimmung der Kreise haben. Darüber hinaus ist es wünschenswert, alle Kontakte in einer Ebene anzuordnen und – besonders im Hinblick auf den Service – einen einfachen Aus- und Einbau anzustreben. Die vorliegende Konstruktion entspricht weitgehend diesen Forderungen.

Transistoren sind in bezug auf Übersteuerung und Kreuzmodulation empfindlicher als vergleichbare Röhren. In Transistor-Kanalwählern mit ungeregelter Vorstufe wird der Mischer bereits bei Eingangsspannungen in der Größenordnung von 25 bis 100 mV übersteuert. Aus diesem Grunde ist es wünschenswert, die Vorstufe zu regeln. Wie jedoch Bild 3a zeigt, fallen bei dem Transistor AF 139 die Regelkurven für die einzelnen Frequenzbereiche nicht zusammen. Das Verstärkungsmaximum und damit auch der entsprechende Verstärkungsabfall ΔV bei Regelung liegen mit abnehmender Frequenz bei höheren Collectorströmen. Um annähernd gleiche Regelkurven zu erreichen, wurden daher die Emitterwiderstände in den VHF- und UHF-Bereichen unterschiedlich gewählt. Bild 3b zeigt die damit erreichte Verbesserung.

Die Gefahr von Kreuzmodulation infolge starker Störsignale läßt sich durch einen abstimmbaren Vorkreis verringern, der für alle Bereiche ausgelegt wurde, obgleich seine unvermeidbaren Verluste die Rauschzahlen gegenüber einem breitbandigen Eingang um etwa 1 dB verschlechtern.

Um eine gute Übersprechdämpfung zwischen VHF und UHF zu erreichen, wird in den VHF-Bereichen die UHF-Antenne abgeschaltet und die Symmetrierschleife *L 115* nach Masse kurzgeschlossen. Außerdem ist im VHF-Antenneneingang ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von etwa 250 MHz zur Unterdrückung der UHF-Frequenzen angeordnet.

Im UHF-Bereich werden die VHF-Kreise vom Vorkreisdrehkondensator und vom Emitter des Transistors *T 101* abgeschaltet. Ein Kurzschließen der VHF-Eingangsschaltung ist nicht erforderlich, da die Selektion des UHF-Vorkreises eine ausreichende Dämpfung der VHF-Frequenzen bewirkt.

In der Nähe starker UKW-Sender können Störungen durch Oberwellenbildung in der Vorstufe entstehen. Aus diesem Grunde ist es wünschenswert, UKW-Signale bereits in der Eingangsschaltung ausreichend zu unterdrücken. Diesem Zweck dient die erwähnte UKW-Sperre, die zusammen mit dem Tiefpaßfilter zwischen dem VHF-Symmetrierglied und den VHF-Eingangskreisen angeordnet ist.

Von vergleichbaren Konstruktionen unterscheidet sich der *Graetz*-Allbereichtuner im wesentlichen durch die selbstschwingende Mischstufe mit einem Transistor AF 139 in Basisschaltung für sämtliche Fernsehbereiche, auf die im folgenden näher eingegangen wird.

Die Basis des Transistors ist über *C 142* (1 nF) für alle in Frage kommenden Frequenzen ausreichend geerdet.

Zur Vermeidung von ZF-Rückwirkungen wurde der Emitterzweig im Bereich I durch *C 141* (39 pF), im Bereich III durch die kleine Koppelspule *L 134* und im Bereich IV/V durch *C 139* (1 nF) für die Zwischenfrequenz genügend niederohmig ausgelegt. Der zu *C 139* parallel geschaltete Durchführungskondensator *C 138* (150 pF) übernimmt dabei die Ableitung der UHF-Frequenzen nach Masse, so daß der für UHF hohe Verlustfaktor des 1-nF-Kondensators *C 139* die Güte des UHF-Kreises nicht verschlechtern kann.

Am Collector liegt sowohl der 1. ZF-Kreis des folgenden dreikreisigen Mischfilters als auch der jeweilige Oszillatorkreis. Dabei stellt die durch *R 115* (10 kOhm) bedämpfte Entkopplungsdrossel *L 138* einen Teil des ZF-Kreises dar. Vor allem im Bereich I ist ein Einfluß der Drossel auf den Oszillator nicht ganz zu unterbinden. Um ihn aber möglichst geringzuhalten, muß die Induktivität der Drossel wesentlich größer als die der Oszillatorspule gewählt werden. Es hat sich gezeigt, daß es günstig ist, die Eigenresonanz der Drossel zwischen 110 und 170 MHz zu legen. Bei tieferer Eigenfrequenz würde sie den Bereich-I-Oszillator außer Betrieb setzen, bei höherliegender Resonanz eine Saugkreiswirkung im Bereich III hervorrufen. Eine Bedämpfung der Drossel *L 138* durch *R 115* ist wegen der Schwingneigung des Oszillators auf ihrer Eigenfrequenz in der Bereich-I-Stellung erforderlich.

Auch der Oszillator-Ankoppelkondensator *C 146* (5 pF) bildet zusammen mit der Transistorausgangs- und der Rückkopplungskapazität *C 143* einen Teil des ZF-Kreises. Der induktive Widerstand der VHF-Oszillatorspulen *L 140, L 141* und der UHF-Drossel *L 142* ist für die Zwischenfrequenz zwar klein, aber nicht ganz zu vernachlässigen. Um daher eine Verstimmung des ZF-Kreises bei Bereichumschaltung zu vermeiden, muß der Induktivitätswert der drei Spulen etwa übereinstimmen. Aus diesem Grunde ist *C 146* an eine Anzapfung der Bereich-I-Spule *L 140* angeschlossen. Die in erster Linie nach UHF-Gesichtspunkten gewählte Oszillatorschaltung ist im Prinzip auch für VHF geeignet.

Der UHF-Rückkoppelkondensator *C 143* genügt für ein gutes Schwingverhalten im VHF-Bereich III; im Bereich I wird dagegen noch eine zusätzliche Kapazität *C 145* (1,5 pF) benötigt. Die Kondensatoren *C 141* (39 pF) und *C 144* (6,8 pF) bewirken eine Korrektur der Phasenlage der Rückkopplungsspannung, wie sie mit zunehmendem Abstand von der Grenzfrequenz des Transistors vorgenommen werden muß. Sie sind so dimensioniert, daß Transistorstreuungen und Betriebsspannungsschwankungen in weiten Grenzen ohne Einfluß auf ein einwandfreies Anschwingen des VHF-Oszillators bleiben.

Im Bereich I konnte der Emitter kapazitiv über *C 137* (10 pF) an das Bandfilter angeschlossen werden, im Bereich III ist diese Schaltung wegen des relativ geringen Frequenzabstandes nicht möglich. Hier wurde induktive Ankopplung über *L 134* gewählt.

Die Auskopplung der ZF-Spannung erfolgt über den Kondensator *C 130* (220 pF), der im wesentlichen die Koppelkapazität des fußpunktgekoppelten Mischbandfilters bildet. Der Sekundärkreis des Filters ist wie üblich im ZF-Verstärker angeordnet. Durch den relativ großen Wert des Koppelkondensators sowie die Teilankopplung des Oszillatorkreises an den Collector wird die Grundwellen-Störspannung des in dieser Hinsicht kritischen Bereich-I-Oszillators so weit herabgesetzt, daß die Störstrahlungsbedingungen der Bundespost mit Sicherheit eingehalten werden. In den übrigen Bereichen ist die am ZF-Ausgang stehende Oszillatorspannung auch ohne besondere Maßnahmen vernachlässigbar klein.

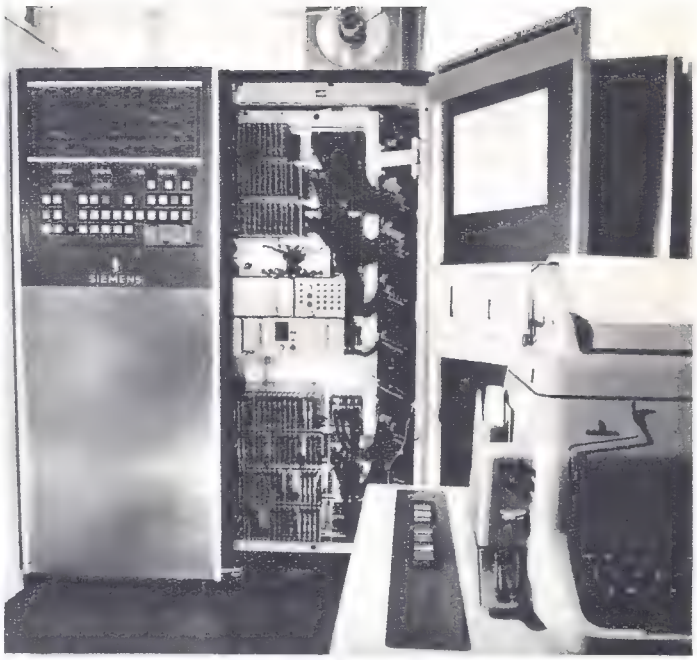
Ein spezielles Problem bei der Entwicklung von HF-Teilen stellen Störresonanzen (hervorgerufen durch leerlaufende Spulen oder Drosseln) dar. Gerade ein Allbereichtuner, der Frequenzen zwischen 35 und 900 MHz zu verarbeiten hat, erfordert in dieser Hinsicht besonders sorgfältige Dimensionierungen. Unter Berücksichtigung von Fertigungsstreuungen sind bei dem hier beschriebenen Kanalwähler alle unerwünschten Nebenresonanzstellen sorgfältig untersucht und beseitigt worden. Das gelang zum Beispiel durch ihre Verlagerung in uninteressante Gebiete der Frequenzskala, durch Parallelkondensatoren zu den Bereich-I-Spulen und durch einen zusätzlichen Kurzschlußkontakt in den VHF-Vorkreisen.

*

Abschließend seien noch einige technische Daten des Allbereichtuners genannt.

Die mittlere Rauschzahl ist $4\,kT_0$ in den VHF-Bereichen und steigt im UHF-Bereich von $6{,}5\,kT_0$ bei 470 MHz auf etwa $14\,kT_0$ bei 860 MHz an.

Die Leistungsverstärkung des Tuners entspricht im UHF-Bereich mit etwa 18 dB der der bekannten UHF-Tuner und liegt in den VHF-Bereichen um etwa 6 dB höher. Die Eingangsanpassung liegt unter $m = 3$. Sie entspricht damit der Norm DIN 45 310.



Die *Siemens*-Datenverarbeitungsanlage „3003" als Satzrechner; links: die Geräte für die Eingabe des Endlos-Lochstreifens und für die Ausgabe des setzreifen Lochstreifens; rechts: die Zentraleinheit der Datenverarbeitungsanlage und der Blattschreiber, mit dem der Operator seine Anweisungen an den Rechner durchgeben kann

G. MAHR
Siemens & Halske AG

Die elektronische Datenverarbeitung im grafischen Gewerbe

DK 681.14-523.8: 655.1/.3

Im Zuge der Rationalisierung arbeiten bereits viele Druckereien mit lochstreifengesteuerten Setzmaschinen, mit deren Hilfe die Zeitersparnis beim Setzen zur Zeit ein Maximum erreicht hat. Die für diese modernen Maschinen notwendigen Steuerlochstreifen muß man allerdings noch manuell auf sogenannten Perforatoren herstellen. Dabei werden nicht nur der Text und eventuell benötigte besondere Zeichen, zum Beispiel für Text-Einzug, Initial usw., in den Lochstreifen gestanzt, sondern der Setzer muß hier auch auf den satztechnischen Aufbau des Textes, also auf das korrekte Ausschließen der Zeilen und die richtige Silbentrennung achten. Das erfordert aber erhöhte Aufmerksamkeit und ist verhältnismäßig zeitraubend. Hinzu kommt hier die menschliche Unzulänglichkeit, die meistens die Ursache von Fehlern, Ungenauigkeiten und eines unausgeglichenen Satzes ist. Daher versuchte man, für Datenverarbeitungsanlagen Programme zu entwickeln, die den satztechnisch einwandfreien Aufbau der eingegebenen Texte automatisch durchführen können.

Ein Satzrechner besteht genauso wie jede andere Rechenanlage im wesentlichen aus dem Anlagenkern, also aus Speichern und Rechenwerken, und den externen Geräten. Zu den letzteren zählen beim Satzrechner die Lochstreifengeräte für die Ein- und Ausgabe der Texte sowie ein Bedienungsblattschreiber, mit dem der Operator seine Anweisungen an den Rechner geben kann.

In den Lochstreifenleser der Anlage wird der zu setzende Text auf einem sogenannten Endlos-Streifen eingegeben. Diesen Lochstreifen stellt man ebenfalls auf Perforatoren her, allerdings ohne auf Zeilenaufbau und Silbentrennung zu achten. Der Endlos-Streifen enthält also nur die codierten Buchstabenzeichen und die Steuerkommandos für die Gießmaschine. Daß diese Arbeit weniger Zeit als bisher erfordert, kommt den Rationalisierungsbestrebungen des grafischen Gewerbes sehr entgegen.

Der dem Rechner eingegebene Text wird abschnittsweise, zum Beispiel Zeile um Zeile, in den Kernspeicher übertragen, dort nach dem Programm verarbeitet und sofort wieder zur Ausgabe, also zum Lochstreifenstanzer, gegeben. Mit dem dabei entstehenden setzreifen Steuerlochstreifen können ohne jeden Zusatz die Setzmaschinen direkt gesteuert werden.

Jede von der Setzmaschine zu setzende Zeile wird durch ein Zeilenbildungsprogramm im Kernspeicher des Satzrechners vorab erzeugt. Die Breiten der einzelnen Buchstaben und Wortzwischenräume der vorgesehenen Schriftart werden einer eingespeicherten Koeffiziententabelle entnommen und addiert. Nähert sich die dabei entstehende Summe der vorgegebenen Zeilenbreite, so prüft das Programm, ob zum Randausgleich die sogenannten Spatienkeile genügen oder ob noch Füllmaterial bestimmter Größe (Gevierte) hinzugefügt werden muß. Gleichzeitig wird durch mehrere Abfragen im Zeilen-Endbereich geklärt, ob die Zeile mit einem Wort- oder Satzende-Zeichen schließt. Trifft dies zu, so gelangt die fertige Zeile sofort zur Ausgabe; anderenfalls beginnt die automatische Silbentrennung.

Das Silbentrennungsprogramm des Satzrechners entstand in Anlehnung an eine Untersuchung sämtlicher Wörter des „Duden" nach der Art ihrer Trennung. Die daraus hervorgegangenen Tabellen enthalten die Grundtrennungsregeln sowie verschiedene Ausnahmeregeln. Hinzu kommen noch Wörter, die sich mit diesen Regeln nicht erfassen lassen. Sollte ein zu trennendes Wort in den Tabellen nicht zu finden sein, so wird es über das Zeilenende hinaus ausgedruckt und nach der Korrektur in das Programm aufgenommen. Die Trennungsgenauigkeit kann auf diese Weise ständig verbessert werden.

Ende Oktober 1965 wurde im *Druckhaus Nürnberg* die erste *Siemens*-Datenverarbeitungsanlage „3003" als Satzrechner in Betrieb genommen. Das Programm dazu entstand in Zusammenarbeit der Firmen *Siemens* und *Dr. Rudolf Hell*, Kiel. Die Anlage führt in der ersten Ausbaustufe die beschriebenen satztechnischen Aufgaben durch. Später kann sie auch – soweit sie mit entsprechenden Programmen und Zusatzgeräten ausgerüstet wird – den Anzeigendienst, das Abonnementsgeschäft, die Lohnabrechnung usw. übernehmen.

Bei konsequenter Weiterentwicklung der Satzrechner dürfte auch einmal die automatische Erstellung des Umbruches möglich sein, wobei allerdings das von der Anlage gelieferte Ergebnis nur als Vorschlag aufzufassen ist, der dann in der Redaktion noch verändert werden kann. Der Mensch wird also immer die letzte Entscheidung treffen, auch wenn ihn künftig Datenverarbeitungsanlagen mehr und mehr von Routinearbeiten entlasten.

F. X. BAUMGARTNER, Grundig Werke GmbH, Fürth/Bay.

Konstruktionsmerkmale der Hi-Fi-Transistorverstärker „SV 40" und „SV 80"

Mit den beiden neuen Hi-Fi-Transistorverstärkern „SV 40" und „SV 80" haben die *Grundig Werke* zwei Verstärker herausgebracht (Bilder 1 und 2), bei denen alle qualitätsbestimmenden Daten gleich sind. Das trifft auch für den Schaltungsaufbau und das verwendete Material zu. Die Ausgangsleistungen sind jedoch unterschiedlich, weil gerade hier die Wünsche der Interessenten etwas auseinandergehen.

Der Verstärker „SV 40" gibt 2 × 20 = 40 W und der „SV 80" 2 × 40 = 80 W Musikleistung ab. Die Nennausgangsleistungen für Sinus-Dauerton betragen 2 × 15 W beim „SV 40" und 2 × 30 W beim „SV 80". Außerdem bestehen aber noch Unterschiede hinsichtlich des Bedienungskomforts.

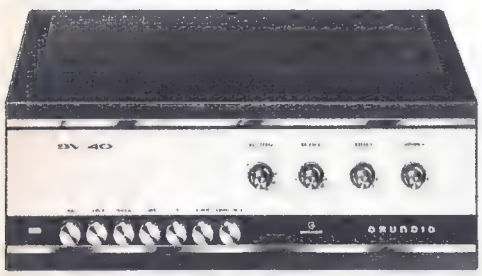


Bild 1. Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SV 40"

Bild 2. Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SV 80"

Gegenüber der Konzeption des Vorläufertyps „SV 50" aus dem Jahr 1963 sind bemerkenswerte technische Verbesserungen zu verzeichnen, die auch in den Kenndaten zum Ausdruck kommen (Tab. I). Beide Verstärker haben je Kanal einen zweistufigen Vorverstärker beziehungsweise Entzerrer für magnetische Tonabnehmer. Darauf folgen ein dreistufiger Hauptverstärker, ein dreistufiger Vortreiber und eine transformatorlose Gegentakt-Treiberstufe in Komplementärschaltung. Die Gegentakt-Leistungsstufen arbeiten ebenfalls transformatorlos und sind beim „SV 40" mit je zwei, beim „SV 80" mit je vier modernen Germanium-Leistungstransistoren mit hoher Grenzfrequenz bestückt. In den Vor-, Haupt- und Treiberstufen finden dagegen ausschließlich rauscharme Silizium-Planartransistoren Verwendung. Daraus ergeben sich große Leistungsbandbreite, günstiges Rausch- und Temperaturverhalten sowie größtmögliche Betriebssicherheit.

Vorverstärker

Die verschiedenen Eingänge der beiden Verstärker sind in Tab. II zusammengestellt. Tonabnehmer- und Universaleingang liegen beim „SV 80" am zweistufigen Vorverstärker (Bild 3a), der einen Verstärkungsfaktor von 37 dB bei 1000 Hz hat. Während die erste Stufe *T 1* für günstigste Rauschanpassung ausgelegt ist, kann die gleichstromgekoppelte zweite Stufe *T 3* etwa 8 V Ausgangsspannung bei 0,5 % Klirrfaktor und 1000 Hz abgeben. Gegenüber der für TA-Vorverstärker gültigen Norm (1,5 V bei 1 % Klirrfaktor und 1000 Hz) besteht also eine große Spannungsreserve, die gewährleistet, daß auch bei höchster Spitzenaussteuerung der Schallplatte keine Verzerrungen entstehen. Eine Spannungsgegenkopplung zwischen den beiden Stufen des Vorverstärkers entzerrt bei Tonabnehmerbetrieb den Frequenzgang nach der IEC-Norm (3180, 318, 75 µs). Beim „SV 80" ist der Vorverstärker außerdem umschaltbar als linearer Mikrofon-Vorverstärker für den Universaleingang. In dieser Betriebsart wird an Stelle der frequenzabhängigen Gegenkopplung eine frequenzlineare Gegenkopplung zwischen *T 3* und *T 1* wirksam. Die Vorverstärkung beträgt dann 31 dB.

Zwischen dem Ausgang des Vor- und dem Eingang des Hauptverstärkers liegen ein Rumpel- und ein Rauschfilter, die durch die Drucktasten „Rumpeln" und „Rauschen" eingeschaltet werden. Das Rumpelfilter besteht aus der dreigliedrigen *RC*-Kombination *R 235, C 273, R 237, C 271,*

Tab. I. Leistungs-Kenndaten der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SV 40" und „SV 80"

	„SV 40"	„SV 80"
Nennausgangsleistung (Sinus-Dauerton)	2 × 15 W	2 × 30 W
Musikleistung	2 × 20 W	2 × 40 W
Leistungsbandbreite (k_{ges} = 1%)	10...50 000 Hz	
Klirrfaktor bei Nennausgangsleistung	≦ 0,5% im Bereich zwischen 40 und 15 000 Hz	
Intermodulation (bei Vollaussteuerung, gemessen mit Frequenzen 250 Hz + 8 kHz bei einem Pegelunterschied von 12 dB nach DIN 45 503)	≦ 0,5%	≦ 0,5%
Entzerrer für magnetische Tonabnehmer	nach IEC-Norm (3180, 318, 75 µs)	
Ausgangsimpedanz	Lautsprecher von 4...8 Ohm ohne Leistungsverlust anschließbar (zulässiger Kleinstwert 3 Ohm)	5 Ohm je Kanal
Innenwiderstand	< 0,25 Ohm je Kanal (gemessen am Lautsprecherausgang)	
Pegelunterschied (zwischen Leerlauf und Vollast der Verstärkerausgänge)	< 0,4 dB	< 0,4 dB
Frequenzgang	20...20 000 Hz ± 1 dB	
Fremdspannungsabstand	−60 dB, bezogen auf 50 mW Ausgangsleistung	
	−85 dB, bezogen auf Nennausgangsleistung	−86 dB, bezogen auf Nennausgangsleistung
Übersprechdämpfung	> 46 dB im Frequenzbereich 20...20 000 Hz	
Lautstärkeregelung	mit abschaltbarer gehörrichtiger Entzerrung (in zwei Stufen)	
Gleichlauf der Lautstärkeregler	< 2 dB von 0...−50 dB (im Frequenzbereich 20...20 000 Hz)	
Tiefen-Regelbereich	+18...−18 dB	
Höhen-Regelbereich	+18...−20 dB	
Balance-Regelbereich	10 dB	

Tab. II. Eingänge der Verstärker „SV 80" und „SV 40"

Eingang	Anwendung	Empfindlichkeit mV	Eingangsscheinwiderstand kOhm	maximale Eingangsspannung V
„SV 80"				
TA I	Magnet-TA,	4	≧ 47	0,1
	umschaltbar auf Kristall-TA	≈ 220	≈ 1000	3
TA II	Magnet-TA	4	≧ 47	0,1
Universal	Mikrofon,	7,5	≧ 100	0,2
	umschaltbar auf „Universal"	280	≧ 250	5
Tuner	Tuner	250	≧ 470	5
TB	Tonbandaufnahme und -wiedergabe, TB-Monitor	250	≧ 470	5
„SV 40"				
TA-Magn.	Magnet-TA	3	47	0,1
Universal	z. B. Kristall- oder Keramik-TA	200	1000	5
Tuner	Tuner	200	470	5
TB	Tonbandaufnahme und -wiedergabe	200	470	5

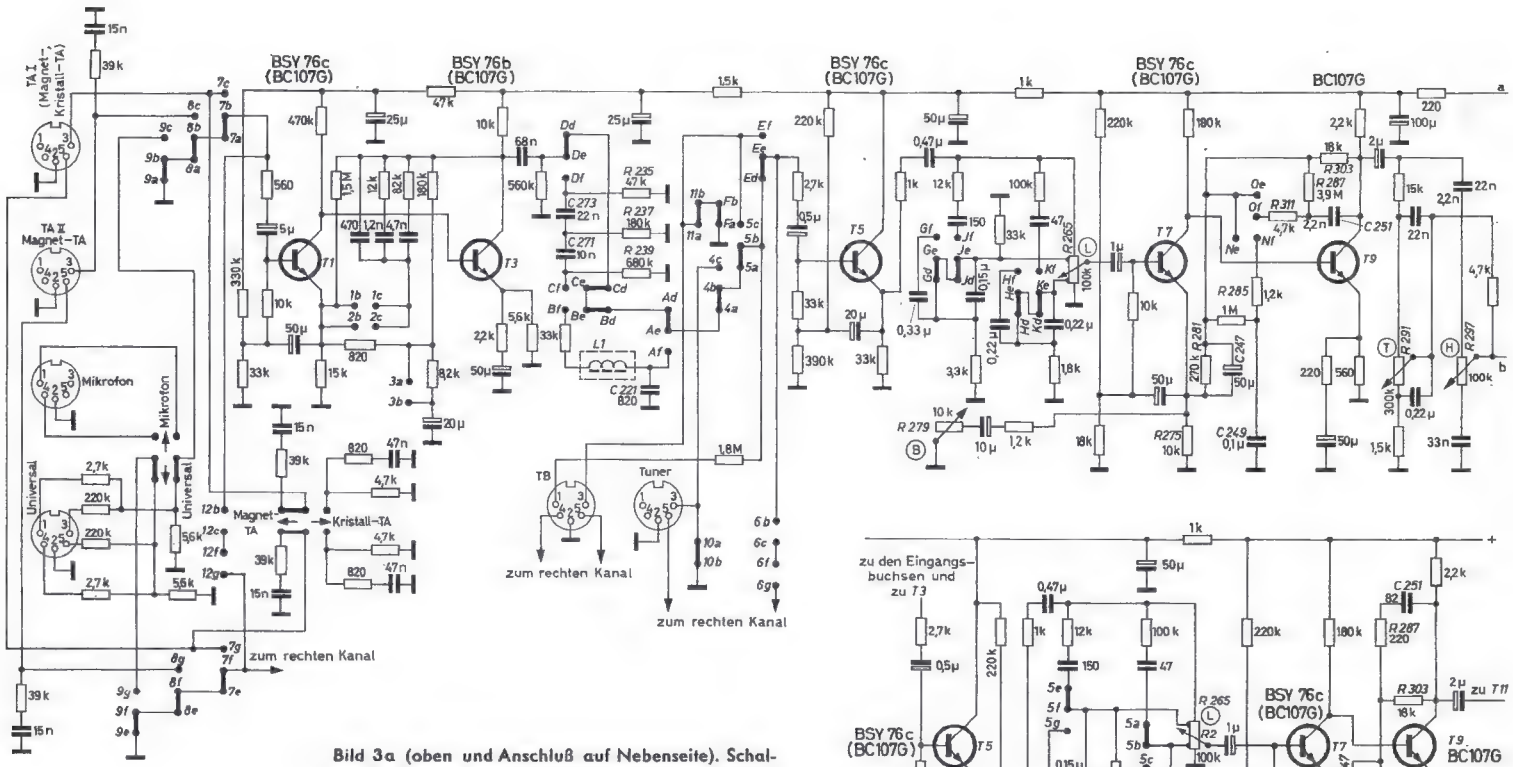


Bild 3a (oben und Anschluß auf Nebenseite). Schaltung des linken Kanals und des Netzteils im „SV 80"

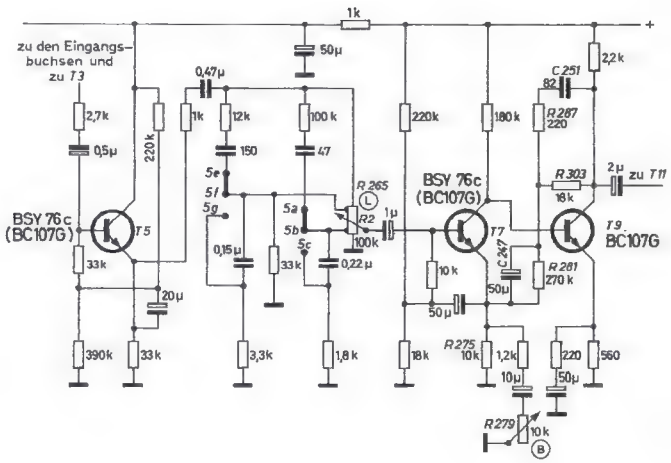
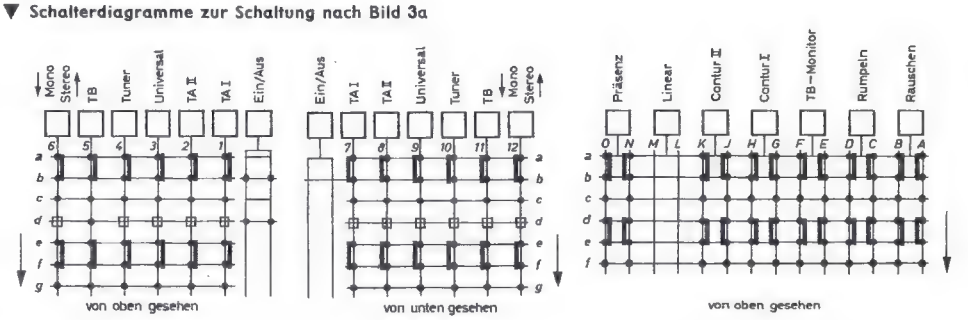


Bild 3b. Teilschaltung des Hauptverstärkers im „SV 40" ▶

▼ Schalterdiagramme zur Schaltung nach Bild 3a



R 239 und sorgt für Absenkung der tiefen Frequenzen mit einer Steilheit von 18 dB je Oktave im Frequenzbereich von 10 bis 20 Hz (Bild 4). Drückt man die Taste „Rauschen", so wird das Signal über das *LC*-Filter *L 1, C 221* geführt, das ab 5 kHz eine Steilheit von 10 dB je Oktave hat. Da beide Filter für alle Eingänge des Vorverstärkers wirksam sind, kann ein am hochpegeligen Universaleingang angeschlossener Tuner ebenfalls über das Rumpel- und Rauschfilter betrieben werden. Bei Mikrofonübertragungen lassen sich damit störende Zischlaute oder Trittschallgeräusche unterdrücken. Der Verstärker „SV 40" hat diese Filter nicht.

Hauptverstärker

Die Eingänge „Tuner" und „TB" (Tonband) führen direkt zum dreistufigen Hauptverstärker. Mit der Taste „TB-Monitor" kann beim „SV 80" während der Tonbandaufnahme wahlweise das Aufnahme- oder Wiedergabesignal an den Hauptverstärker gelegt werden. In Verbindung mit Tonbandgeräten, die für Hinterbandkontrolle eingerichtet sind, ist damit ein bequemer Vergleich zwischen Originalton und Aufzeichnung und auch eine gute akustische Kontrolle des Aussteuerungspegels möglich.

Die Eingangsstufe *T 5* des Hauptverstärkers dient als Impedanzwandler und arbeitet in Collectorschaltung mit hohem Eingangswiderstand bei kleinstmöglichem Eigenrauschen. Sie kann Eingangsspannungen bis etwa 8 V verzerrungsarm verarbeiten. Der lineare Lautstärkeregler *R 265* hat zwei Abgriffe für gehörrichtige Laut-Leise-Entzerrung, deren Wirkung durch die Taste „Linear" aufgehoben werden kann.

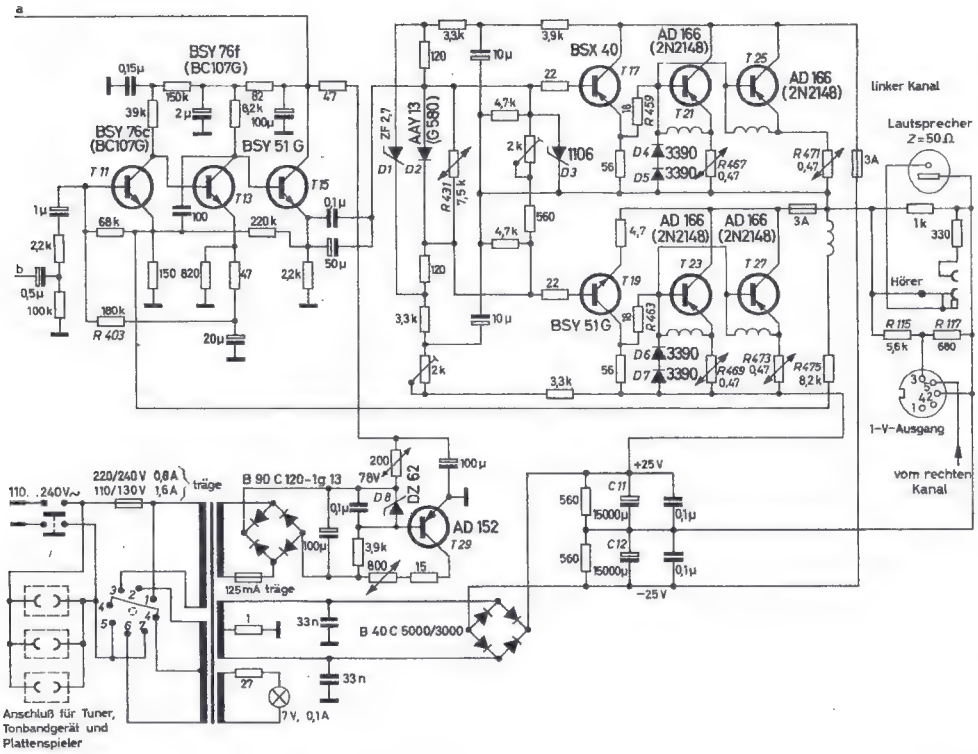
Beim Verstärker „SV 80" ist hier zusätzlich eine zweistufige Kompensation mit den Tasten „Contur I" und „Contur II" vorhanden. Für Lautsprecherboxen mit großem Volumen bewirkt „Contur I" eine Baßanhebung bis +25 dB bei 20 Hz, während mit „Contur II" für kleinere Boxen eine stärkere Betonung der Bässe bis +33 dB bei 20 Hz und gleichzeitig eine Höhenanhebung um 10 dB bei 15 kHz erreicht werden (Bild 5).

Die beiden folgenden Stufen *T 7* und *T 9* sind zugunsten einer stabilen Gegenkopplung und eines linearen Frequenzganges gleichstromgekoppelt und weisen eine Verstärkung von 20 dB auf. Die Gleich- und Wechselstromgegenkopplung vom Collector von *T 9* zum Emitter von *T 7* (über *R 303, C 251, R 287, R 281, C 247*) stabilisiert die Arbeitspunkte gegenüber Exemplarstreuungen und begrenzt die Verstärkung auf 20 dB. Der Balanceregler *R 279* am Emitterwiderstand *R 275* beeinflußt den Gegenkopplungsfaktor dieser beiden Stufen und damit auch die Verstärkung. Seine Widerstandskurve ist so bemessen, daß bei einer Verschiebung des Rechts-Links-Signalverhältnisses die Gesamtausgangsleistung beider Kanäle in einem weiten Bereich konstant bleibt.

Beim „SV 80" kann die Wechselstromgegenkopplung außerdem durch die Taste „Präsenz" verändert werden. Durch das *RC*-Glied *R 285, C 249* wird sie im mittleren Frequenzbereich verringert, so daß sich eine entsprechende Anhebung um etwa 4 dB ergibt. Für den Abfall bei hohen Frequenzen (—4 dB bei 15 kHz) sorgt das zweite *RC*-Glied *R 311, C 251*, das die Gegenkopplung bei hohen Frequenzen vergrößert. Die Wirkungsweise der Präsenztaste zeigt Bild 4. Das Klangregelnetzwerk am Ausgang des Hauptverstärkerteils ist auf eine Grunddämpfung von 20 dB eingestellt, die frequenzabhängig mit dem Tiefen- (*R 291*) und Höhenregler (*R 297*) verändert werden kann. Die Regler sind beim „SV 80" mit Kupplungen für gemeinsame oder getrennte Einstellung der beiden Wiedergabekanäle ausgestattet.

Leistungsteil

Der transformatorlos aufgebaute Leistungsteil beginnt mit einem dreistufigen Vortreiber. Die erste Stufe *T 11* ist rauschmäßig an die Ausgangsimpedanz des Klangregelnetzwerkes angepaßt. Der Collectorstrom der zweiten, gleichstromgekoppelten Stufe *T 13* ist durch eine Gleichstromgegenkopplung über den Widerstand *R 403* an der Basis von *T 11* gegen Exemplarstreuungen stabilisiert. Die ebenfalls gleichstromgekoppelte dritte Stufe *T 15* arbeitet als Impedanzwandler in Collectorschaltung. Wegen der niedrigen Ausgangsimpedanz läßt sich der nachfol-



bei im „SV 80" jeweils zwei Transistoren parallel liegen, um hohe Sicherheit gegen thermische Überlastung zu erreichen. Aus dem gleichen Grunde werden Emitterwiderstände (*R 467, R 469, R 471, R 473*) verwendet, die bei steigender Temperatur ihren Wert vergrößern und damit die Ausgangsleistung reduzieren. Die Basen der Endstufentransistoren werden über die Widerstände *R 459* und *R 463* angesteuert. Zum Schutz gegen Überlastung liegen hier jeweils zwei in Reihe geschaltete Siliziumdioden *D 4, D 5* beziehungsweise *D 6, D 7*, die in Durchlaßrichtung arbeiten und als Strombegrenzer wirken. Für den Fall eines Kurzschlusses am Lautsprecherausgang sind zum Schutz der Leistungstransistoren neuentwickelte 3-A-Spezialsicherungen mit extrem kurzer Abschaltzeit eingebaut. Sie sind steckbar ausgeführt und vom Gehäuseboden aus leicht zu erreichen.

Durch eine Gegenkopplung, die vom Lautsprecherausgang über den Widerstand *R 475* zum Emitter von *T 11* führt, werden der geringe Klirrfaktor (Bild 6) und der niedrige Innenwiderstand des Verstärkers erreicht. Der Innenwiderstand ist 0,25 Ohm und ergibt bei 5 Ohm Belastungswiderstand einen Dämpfungsfaktor von 20, was etwa 26 dB entspricht. Damit wird eine sehr hohe elektrische Dämpfung der an-

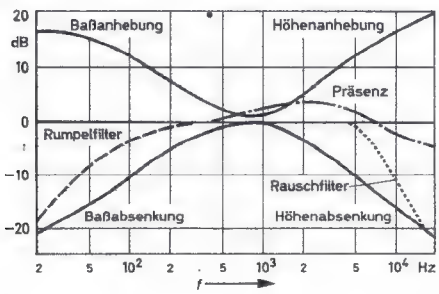


Bild 4. Wirkungsweise der Klangregler, des Rumpel- und Rauschfilters sowie des Präsenzschalters beim „SV 80"

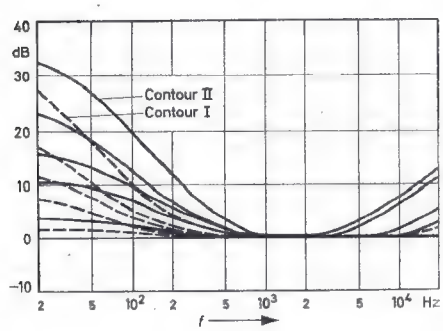


Bild 5. Wirkungsweise der gehörrichtigen Lautstärkeregelung beim „SV 80"

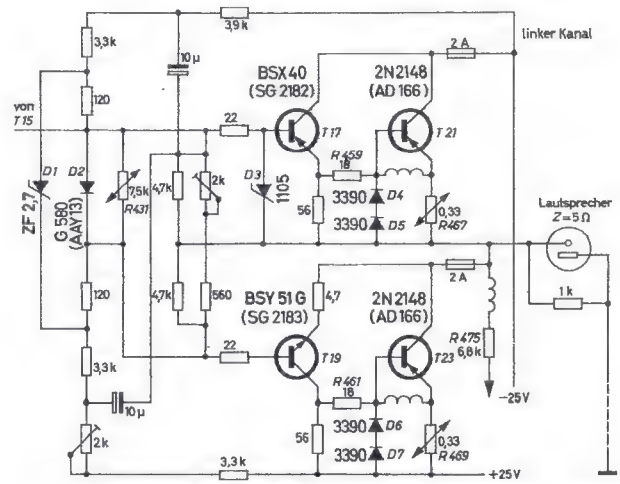


Bild 3c. Teilschaltung der Treiber- und Endstufe des „SV 40"

gende Komplementär-Treiberverstärker spannungslinear aussteuern. Außerdem vermindert der geringe Quellwiderstand den Eigenklirrfaktor des Treibers.

In der Treiberstufe findet man je einen *pnp*- und *npn*-Silizium-Epitaxial-Planartransistor. Wegen des Einsatzes von Siliziumtransistoren hat die Treiberstufe eine sehr hohe Grenzfrequenz, so daß man bei beiden Verstärkern die für Transistoren beachtliche Leistungsbandbreite von 50 kHz erreicht. Aus der Komplementärschaltung ergeben sich aber noch weitere Vorteile. Die unerwünschten Phasendrehungen, die ein Treiberübertrager stets mit sich bringt, entfallen. Man kann daher die Gegenkopplung vergrößern, wodurch sich wiederum der Klirrfaktor verringert. Außerdem wird die Verstärkung gleichmäßiger, und es treten geringere Verstärkungsunterschiede zwischen den Kanälen des Stereo-Verstärkers auf.

In der vorliegenden Schaltungskonzeption bewirkt die Komplementär-Treiberstufe jedoch nicht nur die Phasendrehung und Aussteuerung der Gegentakt-Endstufe. Sie stabilisiert auch die Arbeitspunkte der Endtransistoren gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen (220 V ± 10 %). Die Temperaturkompensation zwischen den Basen von *T 17* und *T 19* erfolgt mit dem NTC-Widerstand *R 431*, die Stabilisierung des Arbeitspunktes gegen Schwankungen der Betriebsspannung übernimmt die Zenerdiode *D 1*. Durch diese beiden Schaltungsmaßnahmen erhält die Endstufe eine große Stabilität, und Klirrfaktor und Frequenzgang sind von Spannungs- und Temperaturschwankungen unabhängig. Lediglich die Ausgangsleistung kann sich in Abhängigkeit von der Betriebsspannung ändern.

In der Gegentakt-Leistungsstufe sind beim „SV 40" je Kanal zwei, beim „SV 80" je Kanal vier Transistoren AD 166 mit einer Grenzfrequenz von 3 MHz eingesetzt, wo-

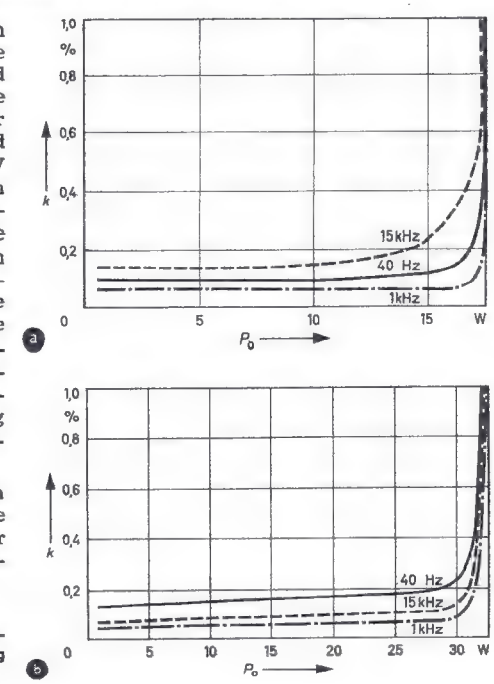


Bild 6. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für R_a = 5 Ohm und Zweikanalaussteuerung beim „SV 40" (a) und „SV 80" (b)

geschlossenen Lautsprecher gegen unerwünschte Ausklingvorgänge gewährleistet. Die nominelle Ausgangsimpedanz beträgt 5 Ohm, die zulässige Minimalimpedanz liegt bei 3 Ohm. Da, wie Bild 7 zeigt, von 4 bis etwa 7 Ohm die volle Nennleistung zur Verfügung steht, lassen sich auch Lautsprecherboxen nach DIN mit 4 Ohm Im-

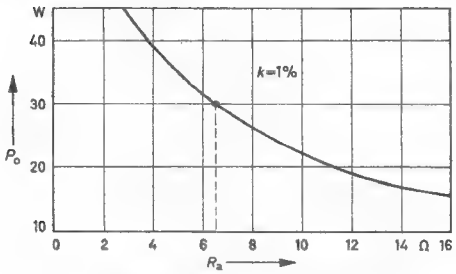


Bild 7. Abhängigkeit der Ausgangsleistung vom Belastungswiderstand R_a für $k = 1\%$

pedanz verwenden. Aber auch bei 16 Ohm Impedanz wird noch genügend Leistung abgegeben. Bild 8 zeigt Oszillogramme der Ausgangsspannung des „SV 80" bei Speisung am Tuner-Eingang und am Eingang des Leistungsteils.

Zusätzlich zum Lautsprecherausgang sind beim „SV 80" noch für jeden Kanal eine Schaltbuchse zum Anschluß von Kopfhörern mit Impedanzen $\geq$ 15 Ohm sowie zur Signalentnahme für weitere Leistungsverstärker über den Spannungsteiler *R 115*, *R 117* ein 1-V-Ausgang (600 Ohm) vorhanden. Letzterer ist für Anlagen bestimmt, bei denen die Wiedergabe auf andere Räume mit vielen Lautsprechern ausgedehnt werden soll, ohne daß sich dadurch die Wiedergabequalität im Hauptabhörraum verschlechtert oder der Gesamtwiderstand der parallel geschalteten Lautsprecher sich dem Kurzschlußfall nähert. Hier empfiehlt sich der Anschluß eines zweiten Endverstärkers, beispielsweise *Grundig* „NF 10" oder „NF 20", der Lautsprechernetze in den Nebenräumen ohne Gefahr für den Hauptverstärker versorgen kann. Durch Anschluß mehrerer Verstärker am 1-V-Ausgang ist es möglich, verzweigte Anlagen beliebiger Größe aufzubauen. Der nur mit je zwei Leistungstransistoren je Kanal bestückte „SV 40" hat diese zusätzlichen Ausgänge für Kopfhörer und Endverstärker nicht.

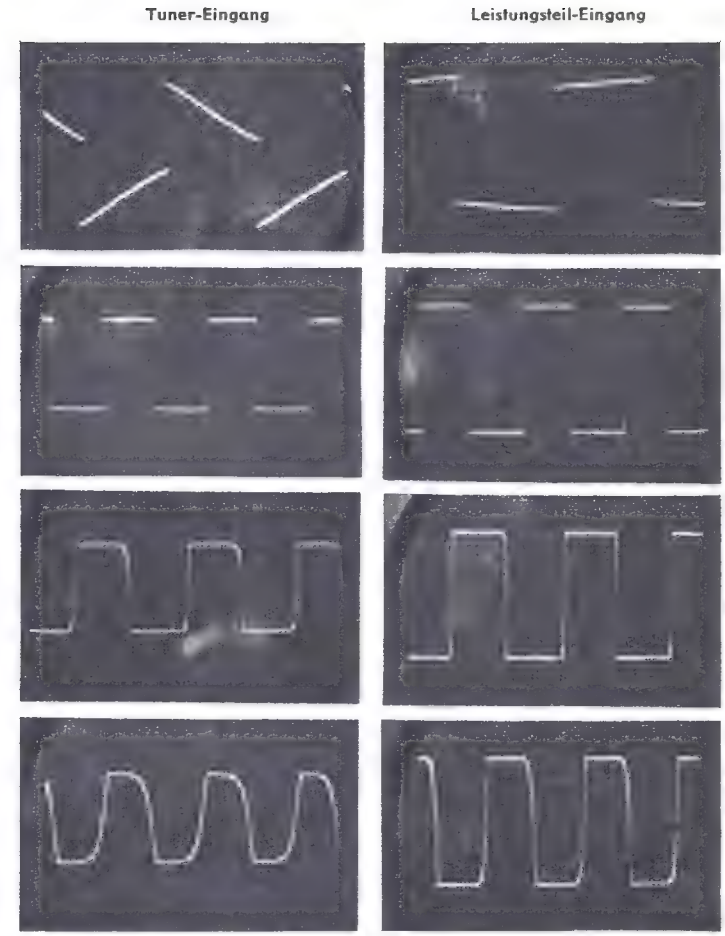


Bild 8. Oszillogramme der Ausgangsspannung des „SV 80" bei Speisung am Tuner-Eingang und am Leistungsteils-Eingang ▶

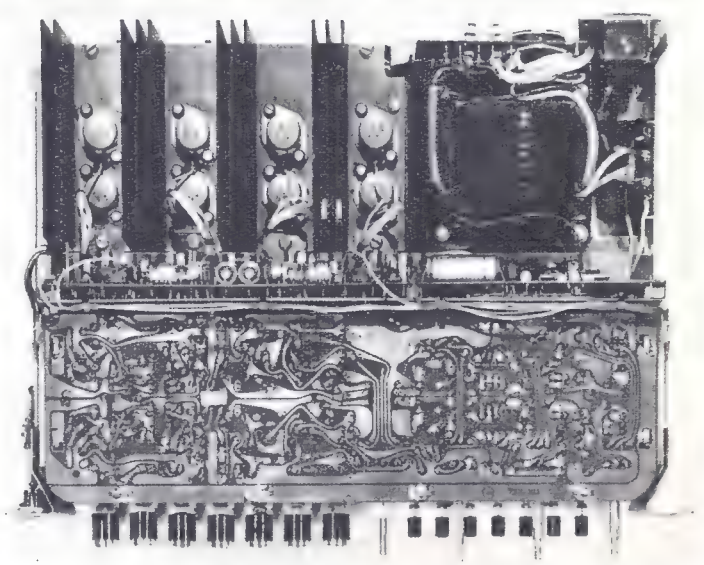


Bild 9. Chassisansicht des Hi-Fi-Stereo - Verstärkers „SV 80" ▶

Netzteil

Der Netztransformator im „SV 80" hat einen hochgeschichteten Kern M 84 aus Spezialblech. Beim „SV 40" kommt man wegen der geringeren Ausgangsleistung mit normaler Schichtung aus. Beide Transformatoren sind für möglichst kleinen Innenwiderstand der Leistungswicklung ausgelegt. Außerdem erfolgt die Gleichrichtung der Betriebsspannung für die Endstufen durch einen Silizium-Brückengleichrichter. Auf diese Weise erhält man eine Spannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand, die eine sehr kurze Erholungszeit nach starken Impulsen aufweist und eine extrem hohe Musikleistung ermöglicht. Zwei in Serie geschaltete 15 000-µF-Elektrolytkondensatoren *C 11*, *C 12* dienen als Ladekondensatoren und übernehmen zugleich die Signalauskopplung am Ausgang beider Verstärkerkanäle. Diese Anordnung entspricht einer Brummkompensation, wie sie bei normalen Gegentaktschaltungen mit Ausgangsübertrager üblich ist. Die Betriebsspannung zur Speisung der Vorstufen wird getrennt erzeugt und vor der Basis des Transistors *T 29* durch die Zenerdiode *D 8* stabilisiert. Ihr differentieller Innenwiderstand übernimmt auch einen Teil der Siebung.

Geräteaufbau

Der Innenaufbau der Geräte ist sorgfältig in leicht zugängliche Baugruppen gegliedert (Bild 9). Sämtliche Bauteile des Vor- und Hauptverstärkers einschließlich aller Regler wurden auf einer gemeinsamen, für den Service drehbar gelagerten Druckschaltungsplatine zusammengefaßt. Die Drucktastensätze für Eingangswahl und Klangkorrekturen sind von oben und unten frei zugänglich. Die senkrecht in Führungsschienen angeordnete Platine des Endverstärkers ist vom Vor- und Hauptverstärker durch eine Abschirmwand getrennt und kann nach oben ausgefahren werden. Ein großes, reichlich dimensioniertes Alu-Spritzgußteil mit schachtartigen Kühlrippen dient als Montageträger für alle Leistungstransistoren. Infolge der günstigen Bauweise ergeben sich nur geringe Unterschiede des Übersprechens und der Störspannungswerte zwischen den einzelnen Exemplaren der in Serienfertigung hergestellten Verstärker.

Moderne Radaranlagen auf deutschen Verkehrsflughäfen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 1, S. 12

DK 621.396.967.34:656.7(43)

2.3. Verbesserung der Empfängerempfindlichkeit durch Verwendung von parametrischen Verstärkern

Eine hochfrequente Signalspannung, die den Eingang eines Empfängers erreicht, muß in ihrer Amplitude so groß sein, daß sie die gleichzeitig am Eingang des Empfängers herrschende Rauschspannung überragt, um als Signal erkannt zu werden. Hierbei muß die Rauschspannung nicht allein von der Antenne herkommen, sondern man kann die Rauschspannung, die die Eingangsstufe des Empfängers selbst erzeugt, auf den Eingang beziehen. Der maßgebliche Anteil des Rauschens wurde bei den bisherigen Empfängern von der Eingangsstufe (Diodenmischstufe) hervorgerufen. Das Eigenrauschen bestimmt die minimale Eingangsleistung, die notwendig ist, um vom Empfänger noch so verstärkt werden zu können, daß sie als Signal erkannt wird (Grenzempfindlichkeit).

Bei den Radarempfängern war es möglich, durch Verwendung rauscharmer Dioden die Rauschzahl F[1]) bis auf etwa 6 (entspricht etwa 8 dB) herabzusetzen. Hier scheint aber die Grenze zu liegen, die mit normalen Diodenmischstufen noch erreicht werden kann.

Die aus den Rauschzahlen der einzelnen Empfängerstufen bestehende Gesamtrauschzahl eines Empfängers wird vor allem durch die Eingangsstufe bestimmt. Bei einem zweistufigen Verstärker ist die Gesamtrauschzahl

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_1} \qquad (2)$$

(F_1 Rauschzahl der Eingangsstufe, F_2 Rauschzahl der zweiten Stufe, V_1 Verstärkungszahl der Eingangsstufe).

Die Verstärkung der ersten Stufe muß demnach recht groß gemacht werden, um den Einfluß des Rauschens der nachfolgenden Stufen geringzuhalten. Bei einem vorhandenen Empfänger läßt sich aber auch das Rauschen dadurch verringern, daß man eine Verstärkerstufe mit geringem Eigenrauschen und großer Verstärkung vor diesen Empfänger schaltet. Lange Zeit war es nicht möglich, Verstärker mit sehr niedrigen Rauschzahlen zu realisieren, da man auf Röhrenschaltungen angewiesen war, die ein großes Eingangsrauschen aufweisen. Erst vor etwa 10 Jahren wurde mit dem parametrischen Verstärker ein neues Verstärkerprinzip bekannt, das das Rauschproblem wesentlich vereinfacht.

Bei Verstärkerröhren wird die für die Verstärkung notwendige Leistung durch die Elektronenströmung in der Röhre gesteuert. Diese Elektronenströmung ist infolge der freien Elektronen statistischen Schwankungen unterworfen, die als Röhrenrauschen in Erscheinung treten. Beim parametrischen Verstärker erfolgt die Steuerung der Leistung dagegen mit Hilfe eines in seiner Kapazität laufend veränderten Kondensators. Es werden also keine freien Elektronen ausgenutzt, die naturgemäß immer mit Rauschen behaftet sind. Eine verlustfreie Reaktanz kann keine Rauschspannung abgeben, wie es sonst bei jedem Wirkwiderstand der Fall ist. Die rhythmischen Kapazitätsänderungen beim parametrischen Verstärker müssen trägheitslos erfolgen. Erst vor verhältnismäßig kurzer Zeit war es nun durch die Weiterentwicklung der Halbleitertechnik möglich, ein Schaltelement – die Varactordiode – zu entwickeln, mit der mit Hilfe von Spannungsänderungen die Eigenkapazität der Diode verändert werden kann. Varactordioden haben im Sperrgebiet eine Eigenkapazität von etwa 1 pF.

Die Kapazität kann durch eine Vorspannung in verhältnismäßig großen Bereichen verändert werden, ohne daß dabei die Diode aus dem Sperrbereich herauskommt. Die mit Varactordioden aufgebauten parametrischen Verstärker haben eine große Verstärkung bei sehr kleinem Eigenrauschen.

Mit solchen Verstärkern wurden inzwischen alle Rundsichtanlagen der Flugsicherung ausgerüstet (Bilder 11 und 12). Die vor die Radarempfänger geschalteten parametrischen Verstärker haben eine Rauschzahl F_1 von 1,8 ($\triangleq$ 2,5 dB) und eine Verstärkung V von 100 ($\triangleq$ 20 dB). Bei einer Rauschzahl F_2 von 6,3 ($\triangleq$ 8 dB) für den Radarempfänger wird die Gesamtrauschzahl F_{ges} nach Gl. (2)

$$F_{ges} = 1{,}8 + \frac{6{,}3 - 1}{100} = 1{,}8 + 0{,}053 = 1{,}853 \ (\triangleq 2{,}55 \text{ dB}).$$

Die Empfängerempfindlichkeit, das heißt die Rauschzahl, wurde demnach durch den parametrischen Verstärker von $F = 6{,}3$ auf $F = 1{,}853$ (also von 8 dB auf 2,55 dB) verbessert, wodurch sich die Reichweite der Radaranlage um 37 % erhöhte.

Dieser große Reichweitengewinn eliminiert vollkommen den Reichweitenverlust, der bei eingeschalteter Zirkularpolarisation auftritt. Darüber hinaus wurde noch eine Verbesserung von mehr als 10 % erreicht.

2.4. Versetzte Impulsfrequenz der Sendeimpulse (Staggering)

Wie schon im Abschnitt 1.2. erwähnt, sind die Rundsichtradaranlagen der Flugsicherung mit Festzeichenlöschung ausgerüstet. Mit Hilfe zusätzlicher Empfängerschaltungen wird eine Löschung von Zielechos fester Ziele (Gebäude, Berge und dergleichen) vorgenommen, so daß nur sich bewegende Ziele auf dem Sichtgerät zur Anzeige kommen. Solche MTI-Anlagen müssen zwischen den Echos von festen Zielen und denen von beweglichen Zielen unterscheiden können. Ein besonderes Unterscheidungsmerkmal ergibt sich aus dem Dopplereffekt, der bei der Reflexion von Wellen an bewegten Zielen auftritt.

Bewegt sich nämlich ein Ziel radial zur Antenne mit der Geschwindigkeit v, dann werden die ankommenden Wellen in jedem Zeitpunkt etwas früher reflektiert, als wenn dieses Ziel fest an seinen Ort gebunden wäre. Die Welle wird also kom-

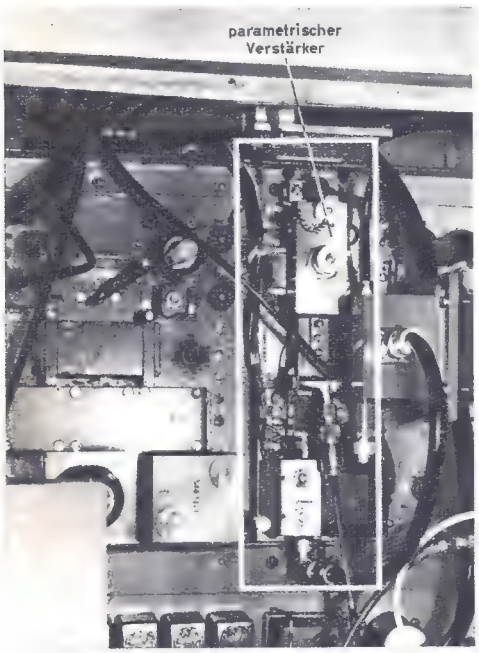


Bild 11. Parametrischer Verstärker in der Rundsicht-Radaranlage ◀

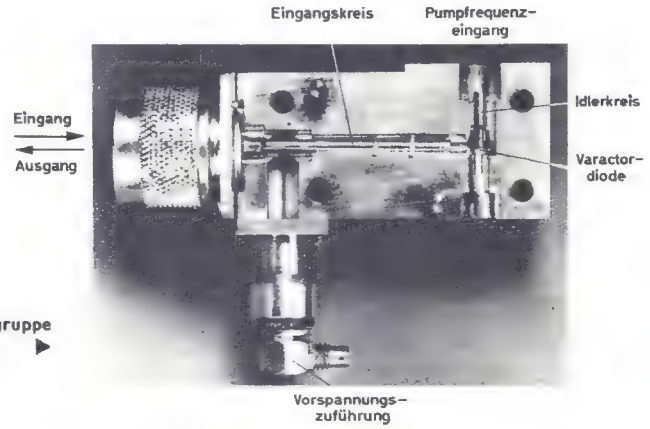


Bild 12. Varactorbaugruppe mit koaxialen Kreisen ▶

[1]) F ist ein Verhältniswert, und zwar Signalleistung zur Rauschleistung am Eingang des Empfängers, geteilt durch Signalleistung zur Rauschleistung am Ausgang des Empfängers.

primiert, und dadurch erhöht sich die Frequenz der reflektierten Welle um die Dopplerfrequenz f_D gegenüber der Sendefrequenz. Bewegt sich das Ziel jedoch mit der gleichen Geschwindigkeit radial von der Antenne fort, dann verringert sich die Frequenz der reflektierten Welle um den gleichen Betrag. Wird die von einem bewegten Ziel reflektierte Frequenz im Verkehrsradar-Empfänger mit der Sendefrequenz gemischt, dann erhält man unmittelbar die Dopplerfrequenz, die proportional der Geschwindigkeit ist. Die Dopplerfrequenz ergibt sich zu

$$F_D = \frac{2 \cdot v}{c - v} \cdot f_s, \qquad (3)$$

wobei v die Geschwindigkeit des Zieles, f_s die Sendefrequenz und c die Lichtgeschwindigkeit ist. Da v sehr viel kleiner als c ist, kann für den Nenner direkt c eingesetzt werden.

Für $\frac{c}{f_s} = \lambda$ geht Gl. (3) dann über in

$$f_D = \frac{2 \cdot v}{\lambda}. \qquad (4)$$

Bei Radargeräten zur Entfernungsmessung wird jedoch keine kontinuierliche Frequenz ausgesendet, sondern man sendet immer nur kurze Sendeimpulse. Die Laufzeit vom Aussenden des Impulses bis zum Eintreffen des reflektierten Impulses wird zur Entfernungsbestimmung gemessen. Werden diese reflektierten Impulse im Empfänger mit der Sendefrequenz gemischt, dann ergibt sich für die von bewegten Zielen kommenden Echos keine kontinuierliche Dopplerfrequenz mehr, sondern man erhält nur noch kurze Impulse im Abstand der Impulsfolgefrequenz (Bild 13), deren Amplituden sich im Rhythmus der Dopplerfrequenz ändern. Die Umhüllende einer größeren Anzahl solcher Impulse ist dann die Dopplerfrequenz. Bei der Reflexion der Impulse von festen Zielen bleibt die Impulsamplitude konstant. Ihre Größe ist abhängig von der Laufzeit, also von der Phasenlage zu der Sendefrequenz.

Um den von einem Festziel reflektierten Impuls auszulöschen, wird der Empfängerausgang in zwei Kanäle verzweigt und der eine Kanal durch eine Verzögerungsleitung um die Impulsfolgezeit gegen den anderen Kanal verzögert. Die Ausgänge beider Kanäle schaltet man so, daß sich zwei aufeinanderfolgende Impulse voneinander subtrahieren. Impulse, die mit gleicher Amplitude wie bei Festzielen eintreffen, löschen sich aus, während bei solchen von bewegten Zielen mit verschiedener Amplitude immer noch eine Differenzspannung bestehen bleibt, die dann im nachfolgenden Videoverstärker verstärkt wird.

In der Praxis führt man aber die Mischung der Empfängereingangsfrequenz nicht mit der hohen Sendefrequenz durch, sondern verwendet einen Oszillator, mit dem die Empfangsfrequenz in eine ZF umgewandelt wird. Diese ZF läßt sich in bezug auf ihre Phase in einem Phasendiskriminator mit einem zusätzlichen ZF-Oszillator vergleichen, der immer synchron mit dem Sendeimpuls anschwingt. Der Phasendiskriminator gibt eine Videospannung ab, die proportional dem Phasenwinkel zwischen der ZF und der Frequenz des zusätzlichen Oszillators ist. Da ein Festziel immer die gleiche Phasenlage hat, ist auch die Videospannung von Impuls zu Impuls gleich groß.

Bewegte Ziele ändern innerhalb der Impulsfolgezeit T ihre Entfernung um die Wegstrecke

$$\Delta s = v \cdot T. \qquad (5)$$

Damit ändert sich die Laufzeit der Impulse für den Hin- und Rücklauf der Welle um

$$\Delta t = \frac{2 \Delta s}{c}. \qquad (6)$$

In der Zeit t hat sich aber auch die Phasenlage der Sendefrequenz um

$$\Delta \varphi = 2 \pi \cdot \Delta t \cdot f_s \qquad (7)$$

geändert.

Demnach haben die von einem bewegten Ziel reflektierten Impulse eine um $\Delta\varphi$ verschiedene Phasenlage, und am Phasendiskriminator ergeben sich die schon oben erwähnten unterschiedlichen Amplituden.

Setzt man in Gl. (7) für Δt Gl. (5) und Gl. (6) ein, dann erhält man

$$\Delta \varphi = \frac{4 \cdot \pi}{c} \cdot v \cdot T \cdot f_s. \qquad (8)$$

Mit $\frac{c}{f_s} = \lambda$ und mit der Impulsfolgezeit

$$T = \frac{1}{f_i}$$

ist dann

$$\Delta \varphi = \frac{4 \pi \cdot v}{\lambda \cdot f_i}. \qquad (9)$$

Bewegt sich nun ein Ziel gerade mit einer solchen Geschwindigkeit, daß die zurückgelegte Wegstrecke Δs in der Zeit zwischen zwei Impulsen so groß ist, um einen Phasenwinkel von $\Delta\varphi = 2\pi$ oder ein Vielfaches $\Delta\varphi = n \cdot 2\pi$ zu erhalten, dann werden die zwei aufeinanderfolgenden Impulse hinter dem Phasendiskriminator gleiche Amplituden haben und werden ausgelöscht. Die Geschwindigkeit, bei der dieser Effekt eintritt, ist die Blindgeschwindigkeit v_b. Sie kann aus Gl. (9) ermittelt werden, wenn man für $\Delta\varphi = n \cdot 2\pi$ einsetzt. Es ist dann

$$v_b = \frac{\lambda \cdot f_i \cdot n}{2}. \qquad (10)$$

Nun ist interessant, welche Dopplerfrequenz diese Blindgeschwindigkeit ergibt. Das ist leicht mit Hilfe von Gl. (4) festzustellen. Durch Umstellung folgt aus Gl. (4)

$$v = \frac{\lambda \cdot f_D}{2}. \qquad (11)$$

Der Vergleich von Gl. (10) und Gl. (11) zeigt, daß die Blindgeschwindigkeit eines Zieles diejenige ist, bei der die Dopplerfrequenz gleich oder ein ganzzahliges Vielfaches der Impulsfolgefrequenz ist. Bei den Rundsichtanlagen liegen die Blindgeschwindigkeiten für $\lambda = 10$ cm und $f_i = 1200$ Hz bei etwa 220 km/h und den ganzzahligen Vielfachen dieser Geschwindigkeit.

Da die Flugzeuge diese Geschwindigkeiten (Radialgeschwindigkeit) oft annehmen, mußten Maßnahmen ergriffen werden, die eine Verbesserung der Anzeige bei diesen kritischen Geschwindigkeiten bringen.

Aus Gl. (10) ist zu ersehen, daß die Blindgeschwindigkeit von der Impulsfolgefrequenz abhängig ist. Ändert man nun diese periodisch von Impuls zu Impuls (Bild 14), dann werden die Blindgeschwindigkeiten ebenfalls von Impuls zu Impuls verschoben. Der Effekt ist dann so, als hätte man zwei Radargeräte mit verschiedener Impulsfolgefrequenz und somit verschiedene Blindgeschwindigkeitswerte. Die Empfängerausgänge sind quasi parallel geschaltet. Trägt man die sich bei verschiedenen Geschwindigkeiten ergebenden Echoamplituden über den entsprechenden Dopplerfrequenzen auf, dann ergibt sich eine Kurve aus Sinushalbwellen, bei denen die Nulldurchgänge immer an den Stellen liegen, bei denen $f_D = n \cdot f_i$ ist (Bild 15). Das MTI-System kann somit als Kammfilter für die Dopplerfrequenzen aufgefaßt werden. Für zwei verschiedene Impulsfolgefrequenzen ergeben sich zwei Filterkurven, bei denen die Nulldurchgänge gegeneinander verschoben sind. Schaltet man beide Filter parallel, wie es bei der versetzten Impulsfolgefrequenz erfolgt, dann addieren sich die Filterkurven zu der im Bild 16 gezeigten Kurve. Man sieht, daß keine extremen Nullstellen bei den interessierenden Geschwindigkeiten mehr auftreten und eine größere Sicherheit für das

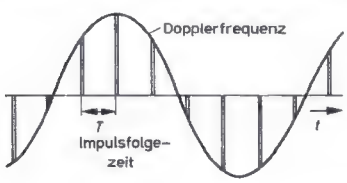
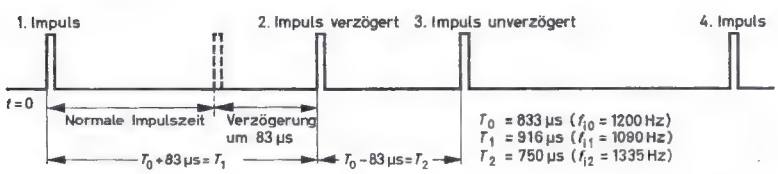


Bild 13. Veränderung der Amplitude der vom Flugziel reflektierten Impulse im Rhythmus der Dopplerfrequenz ◀

Bild 14. Versetzte Impulsfolgefrequenz (Staggering) ▼



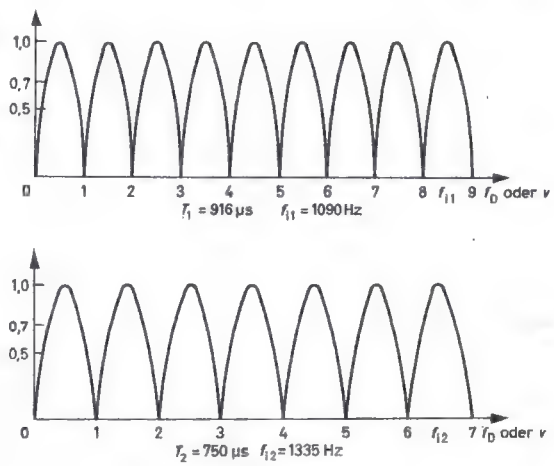


Bild 15. Impulsamplitude in Abhängigkeit von der Dopplerfrequenz bzw. von der radialen Zielgeschwindigkeit für beide versetzten Impulsfolgefrequenzen ▶

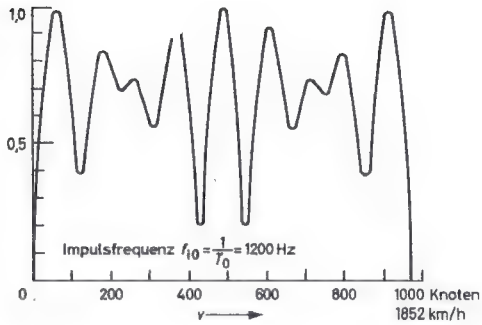


Bild 16. Geschwindigkeitskurve aus der Addition der beiden Kurven von Bild 15

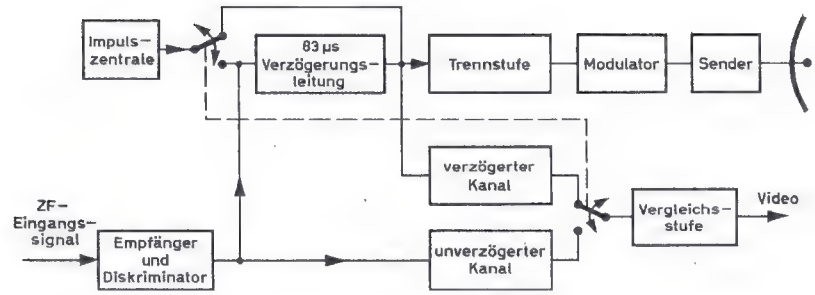


Bild 17. Prinzip der Staggering-Arbeitsweise (versetzte Impulsfolgefrequenz)

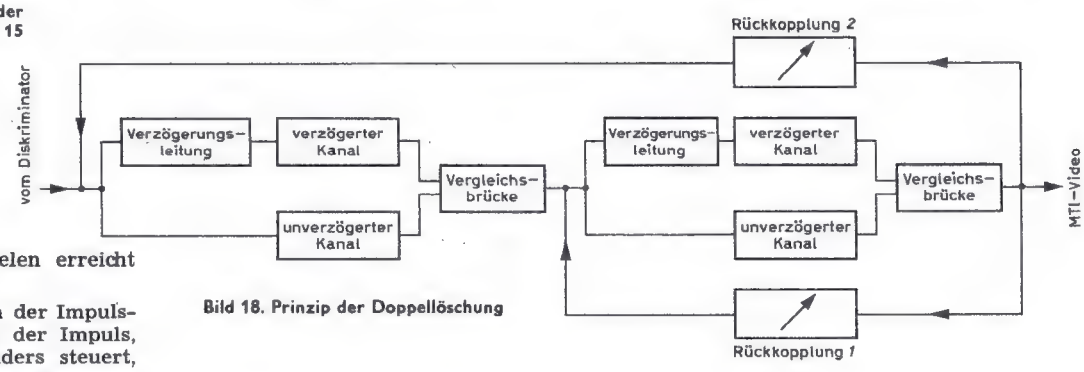


Bild 18. Prinzip der Doppellöschung

Auffassen von bewegten Zielen erreicht wird.

Technisch wird das Versetzen der Impulsfolgefrequenz so gelöst, daß der Impuls, der den Modulator des Senders steuert, einmal über eine Verzögerungsleitung zum Modulator gelangt und dabei um 83 µs verzögert wird. Beim nächstenmal steuert er unmittelbar den Modulator an. Dieser Vorgang wiederholt sich dauernd, so daß zwischen drei aufeinanderfolgenden Impulsen zwei verschiedene Zeiten liegen, die sich um 2×83 µs unterscheiden (Bild 14). Bei konstanter Geschwindigkeit eines Zieles werden also in diesen Zeiten verschiedene Wegstrecken Δs zurückgelegt, was verschiedene Phasenunterschiede und somit verschiedene Amplituden zur Folge hat. Die Echoimpulse kommen nun aber auch mit versetzter Impulsfolge zum Empfänger und zum Phasendiskriminator. Bevor die eigentliche Löschung der Echos in der Vergleichsstufe erfolgt, müssen die Impulse wieder auf eine gemeinsame Impulsfolgefrequenz umgesetzt werden. Das erfolgt in der Weise, daß die Echoimpulse, die von einem Sendeimpuls herrühren, der nicht die Verzögerungsleitung durchlaufen hatte, nun über die Verzögerungsleitung geführt werden und die gleiche Verzögerung erfahren wie der jeweils nachfolgende Echoimpuls. Schaltungsmäßig sind dies zwei Kanäle, ein um 83 µs verzögerter und ein unverzögerter Kanal, die am Ausgang parallel geschaltet werden. Durch Steuerimpulse, die mit dem Sendeimpuls synchron laufen, wird jeweils der eine oder andere Kanal geöffnet oder geschlossen. Am Ausgang sind nun Videoimpulse vorhanden, die wieder wie bei einem normalen Radargerät eine konstante Impulsfolgefrequenz haben (Bild 17).

Durch das rhythmische Versetzen der Sendeimpulsfolgefrequenz (Staggering) wird erreicht, daß die sogenannten Blindgeschwindigkeiten von Flugzeugen in Bereiche verschoben werden, die weit außerhalb der interessierenden Geschwindigkeiten liegen. Damit ist eine größere Sicherheit für das Auffassen von Flugzeugen gegeben.

2.5. Doppellöschung

Bei der einfachen Festzeichenlöschung verbleiben immer noch kleine „Festzielreste", das heißt geringe Impulsanteile der Festzielechos, die auf dem Sichtgerät als helle Lichtpunkte erscheinen und das Auffinden von kleinen Bewegzielen erschweren. Solche Festzielreste treten nach dem Vergleich der Impulse in der Vergleichsstufe des MTI-Systems auf, wenn Unstabilitäten der Verzögerungsleitung, des Magnetrons und der anderen Oszillatoren sowie Impulsverformungen in den verzögerten und unverzögerten Kanälen die restlose Löschung der Festzielechos verhindern.

Um diese Festzielreste weitgehend zu reduzieren, wurde eine zweite Vergleichsstufe aufgebaut. Die Vergleichsstufe besteht aus den zwei Verstärkerkanälen, die von dem Phasendiskriminator gespeist werden, wobei der eine der beiden Kanäle eine Verzögerungsleitung enthält, die die Impulse um die Impulsfolgezeit der Radaranlage verzögert. Die Ausgänge beider Kanäle gibt man dann auf eine Vergleichsbrücke, wobei die Festzielimpulse gelöscht werden. Bei der Doppellöschung wird der Ausgang dieser Vergleichsbrücke nach Bild 18 nochmals in ein gleiches System mit zwei Kanälen (einem unverzögerten und einem verzögerten Kanal mit anschließender Vergleichsbrücke) gegeben. Die vorher noch vorhandenen Festzielreste werden in diesem zweiten System weitgehend gelöscht. Mit der Doppellöschung erreichte man eine weitere Verbesserung der Erkennbarkeit von Flugzielen, da hierbei kaum noch störende Leuchtflecke durch Festzielreste die Anzeige des Sichtgerätes unübersichtlich erscheinen lassen.

Mit Hilfe zusätzlicher einstellbarer Rückkopplungsschleifen zwischen den beiden Vergleichsstufen kann die Kammfilterkurve des MTI-Systems noch beeinflußt werden (Bild 19). Der Beginn des Durchlaßbereiches der Dopplerfrequenzen läßt sich so legen, daß bei sehr niedrigen Frequenzen, die durch bewegliche Ziele mit kleiner Geschwindigkeit (zum Beispiel Automobile, Eisenbahnen oder dergleichen) auftreten, noch keine Übertragung erfolgt. Diese Ziele können somit auf dem Sichtgerät nicht angezeigt werden.

2.6. Video-Integration

Eine weitere Verbesserung des Radarbildes ist mit der Video-Integration zu erreichen. Hierbei wird der Video-Impuls, bevor er dem Sichtgerät zur Anzeige zugeführt wird, über eine Integrationsschaltung gegeben (Bild 20). Der Impuls durchläuft eine Verstärkerstufe und wird danach bis fast auf den Rauschpegel begrenzt. Dann wird der Impuls mit einer HF von etwa 30 MHz moduliert und durch eine Verzögerungsleitung mit einer Verzögerung, die der Impulsfolgezeit ent-

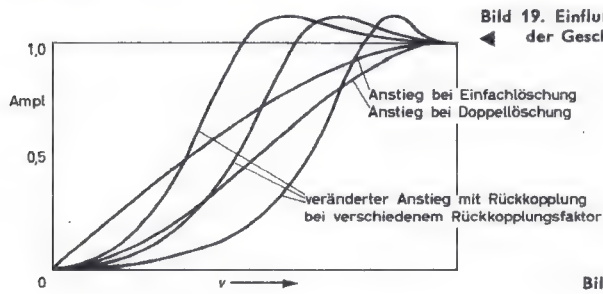


Bild 19. Einfluß der Rückkopplung auf den Anstieg der Geschwindigkeitskurve bei Doppellöschung

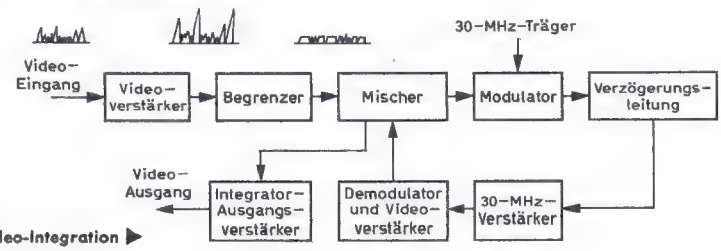


Bild 20. Video-Integration

spricht, verzögert. Eine Gleichrichtung sorgt anschließend für die Beseitigung des Trägers. Der Impuls wird dann der Eingangsstufe über einen Mischer wieder zugeführt. Hier wird er gerade zu dem Zeitpunkt ankommen, in dem der nächste Impuls aus der Begrenzerstufe die Eingangsstufe erreicht, und wird zu diesem addiert. Der Vorgang wiederholt sich fortlaufend, so daß die Impulsamplitude immer größer wird, so lange vom gleichen Ziel immer noch ein Impuls am Eingang eintrifft. Der Mischer der Eingangsstufe hat zwei Ausgänge; der eine Ausgang führt zum Integrator-Ausgangsverstärker und der andere zwecks weiterer Integration zur Modulationsstufe.

Eine Addition kann nur bei solchen Impulsen stattfinden, bei denen die Impulsfolgefrequenz der Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung (also der eigenen Radaranlage) entspricht. Störimpulse anderer Geräte und auch Rauschen können nicht addiert werden. Sie behalten den ursprünglichen Spannungspegel bei. Der Rückkopplungsfaktor – denn um eine Rückkopplung handelt es sich hier – kann bis zu 0,9 eingestellt werden. Rechnet man mit diesem Faktor, dann wird ein Impuls, der hinter der Eingangsstufe eine Amplitude von 1 V hat, nach dem Durchlaufen der Rückkopplungsschleife eine Amplitude von nur 0,9 V haben. Diese 0,9 V werden aber zu dem nächsten 1-V-Impuls addiert, so daß sich nun 1,9 V ergeben. Beim nächsten Durchlauf erfolgt eine Aufstockung auf $1{,}9 \cdot 0{,}9 + 1 = 2{,}7$ V und so fort. Kommen bei einer gegebenen Halbwertbreite der Horizontalcharakteristik der Antenne und der gegebenen Umdrehungszahl der Antenne von einem Ziel 14 Treffer, dann ist am Ausgang des Integrators ein Pegelanstieg vorhanden, wie er im Bild 21 angegeben ist. Spannungen, die nicht synchron mit der Impulsfolgefrequenz der Anlage sind, werden keinen Anstieg der Amplitude erfahren.

Der Ausgangsverstärker hat noch zwei Begrenzerstufen, die einmal die Rausch- und Störspannungen abschneiden und zum anderen den Videopegel begrenzen.

Die Wirkung dieser Video-Integration ist aus den Bildern 22 und 23 zu erkennen. Bild 22 zeigt eine MTI-Darstellung ohne Integration auf dem Sichtgerät, wobei eine starke Störung, die auf den Empfängereingang gegeben wurde, das Radarbild vollkommen unbrauchbar machte. Die gleichen Signale, Echoimpulse und Störspannung wurden bei der Aufnahme von Bild 23 vor der Anzeige auf dem Sichtgerät über den Video-Integrator gegeben, wobei die Begrenzer der Ausgangsstufe die Störsignale und Rauschspannungen abschnitten. Die Flugziele sind verstärkt und klar im Bild zu erkennen, während von der Störspannung, die ja nicht synchron mit der Impulsfolgefrequenz läuft, kaum etwas zu sehen ist.

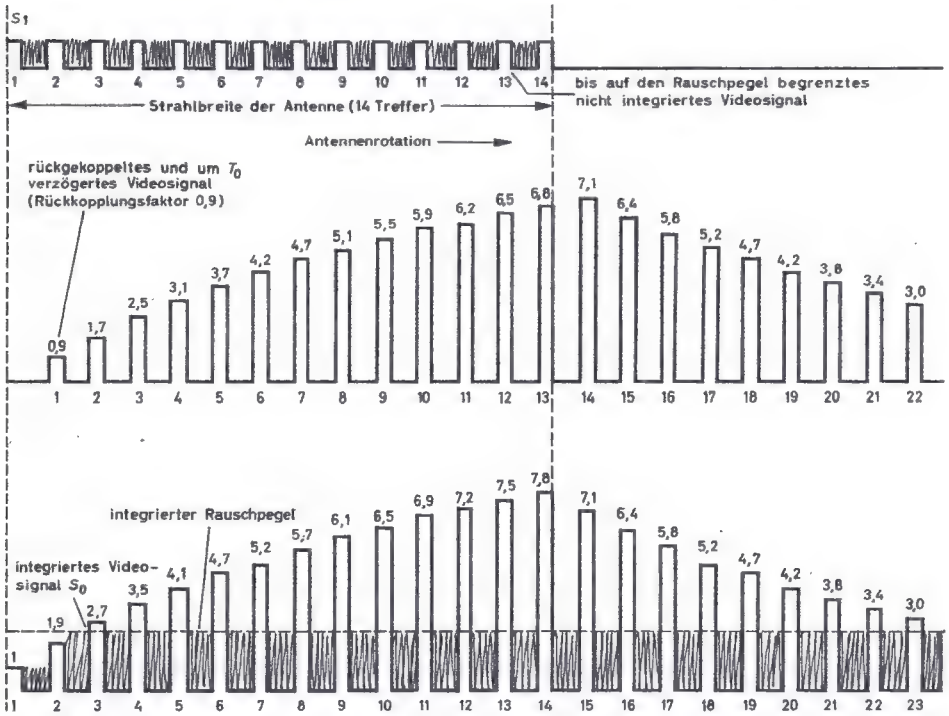


Bild 21. Ansteigen der Impulsamplitude bei Video-Integration

Bild 22. MTI-Radarschirmbild mit starkem Störsignal

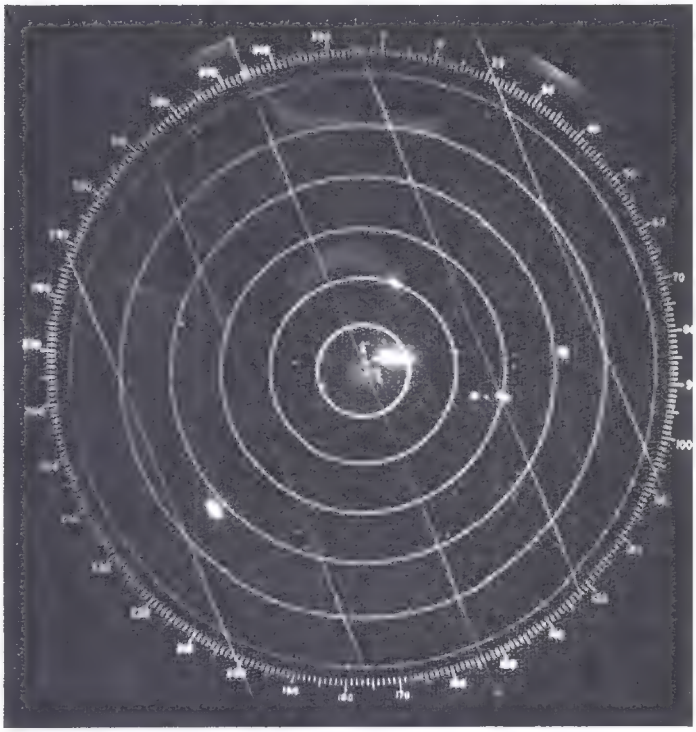


Bild 23. Gleiches Radarschirmbild wie Bild 22, jedoch mit Video-Integration

3. Weitere Modernisierungen der Radaranlagen

Um dem Radarlotsen eine möglichst gute Übersicht über das Radarbild zu geben, wurden Sichtgeräte mit größerer Bildröhre eingeführt. Bisher waren die Sichtgeräte

mit Elektronenstrahlröhren von 10″ ⌀ ausgerüstet, während man heute bei den modernen Sichtgeräten 16″-Röhren benutzt. Das Bild wird hierbei mehr gedehnt und gibt dadurch dem Lotsen eine übersichtlichere Darstellung.

Die modernen Sichtgeräte haben aber noch den großen Vorteil, daß die Ablenkspulen für die Katodenstrahlablenkung im Gegensatz zu früheren Geräten feststehende Ablenkspulen besitzen (Fixcoil). Früher wurde die Rotation des Schreibstrahles durch eine mechanische Drehung der Ablenkspulen vorgenommen, während bei dem Fixcoil-System durch Sinus-Cosinus-Spannungen eine fast trägheitslose Rotation erfolgt. Dadurch ist es möglich, hohe Ablenkgeschwindigkeiten und schnelle

Bild 24. Radarschirmbild mit eingeblendeter Kartendarstellung

Umschaltungen auf andere Ablenkungen zu erhalten. Mit geeigneten Hilfsgeräten ist das Gerät in der Lage, mittels einfacher Umschaltung eine Anzeige von Radarbildern verschiedener Radaranlagen sowie Einblendungen eines Peilstrahles von einem Peiler und zusätzlicher Symbole zur Kennzeichnung der einzelnen Flugzeuge durchzuführen. Bei diesen Sichtgeräten ist auch die Einblendung von Sekundärradarsignalen vorgesehen. Auf dem Flughafen Frankfurt/M., wo zwei Rundsichtgeräte gleichzeitig betrieben werden, ist es möglich, durch Schalterwahl für jedes Sichtgerät das Radarbild der einen oder der anderen Radaranlage auszuwählen.

Zur besseren Radarführung von Flugzeugen blendet man allgemein Kartenbilder von Luftstraßen, Hindernissen, markanten Punkten und Funkfeuern, Landesgrenzen sowie Sperrbereichen in das Radarbild ein. Um je nach Bedarf mehr oder weniger Informationen einblenden zu können, werden drei Kartengeräte verwendet. Mittels Wahlschalter lassen sich von jedem Sichtgerät aus die Karten beliebig auswählen. Damit hat der Radarlotse die Möglichkeit, für seine spezielle Aufgabe auch die für ihn zweckmäßigste Karte auf sein Sichtgerät einzublenden.

Für die bessere ZF-Stabilisierung sind Frequenzregelgeräte gebräuchlich, die den Empfangsoszillator so nachregeln, daß die Zwischenfrequenz immer einen konstanten Wert behält. Das erhöht die Konstanz der Empfängerempfindlichkeit und vor allem die Löschung der Festziele beim MTI. Änderungen in der ZF haben Phasenverschiebungen gegenüber dem Phasenvergleichsoszillator zur Folge, und dementsprechend verbleiben bei der Löschung mehr Festzielreste. Die Anlagen wurden nun mit modernen Frequenzregelgeräten versehen, die eine noch bessere Konstanz der ZF gewährleisten. Außerdem besteht die Möglichkeit, mit diesen Geräten entweder den Empfangsoszillator auf die Abweichungen des Sendermagnetrons oder das Magnetron selbst nachzuregeln. Die Nachregelung des Magnetrons auf die vorgegebene Sendefrequenz hat den Vorteil,

Bild 25. „ASR 4"-Anlage auf dem Flughafen Frankfurt/M.

daß der parametrische Verstärker immer die gleiche Empfangsfrequenz erhält, auf die er einmal abgestimmt ist. Es treten dann keine Schwankungen der Empfängerempfindlichkeit auf. Eine Umrüstung der Anlagen mit Festmagnetrons auf variable Magnetrons mit entsprechender Nachstimmvorrichtung war deshalb notwendig.

Empfängereingangsfilter, die als Hohlleiter-Bauelemente ausgeführt sind, wurden zusätzlich vor die Empfänger geschaltet. Mit ihnen sollen Störfrequenzen, die mehr als ± 15 MHz von der Empfangsfrequenz abliegen, stark bedämpft werden.

Zur schnellen Überprüfung des einwandfreien Arbeitens der Radaranlage sind festeingebaute Überwachungsmeßgeräte vorhanden. Mit ihrer Hilfe lassen sich unmittelbar die Sendeleistung, der Empfängerrauschfaktor und die Sendefrequenzabweichung ablesen. Die Überprüfung der Empfangsdioden im eingebauten Zustand ist ebenfalls möglich. Ein Monitor-Sichtgerät erlaubt dem technischen Personal, die Bildqualität unmittelbar an der Sende-Empfangs-Anlage zu überprüfen.

Die Bundesanstalt für Flugsicherung hat im letzten Jahr modernste Anlagen auf den Flughäfen Frankfurt/M., Düsseldorf, München[2]) und Stuttgart neu errichtet, die bereits in Betrieb sind oder in Kürze in Betrieb genommen werden. Es wurden aber auch die vor etwa 10 Jahren aufgebauten Anlagen so umgerüstet, daß sie dem heutigen Stand der Technik entsprechen.

[2]) Flugsicherungs-Kontrollstelle München. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 22, S. 901

Persönliches

Ehrendoktorwürde für G. Bleisteiner

Die Fakultät für Elektrotechnik der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen hat am 17. Dezember 1965 dem Mitglied des Vorstandes der *Siemens & Halske AG* und der *Siemens-Schuckertwerke AG*, Georg Bleisteiner, Leiter des *Wernerwerks für Meßtechnik*, Karlsruhe, in Anerkennung seiner hervorragenden Ingenieurleistungen auf dem Gebiet der Entwicklung der Meßgeräte und der Regelungstechnik sowie seiner erfolgreichen Bemühungen für die internationale Zusammenfassung aller für Planung und Einsatz der Geräte tätigen Kräfte den akademischen Grad und die Würde eines Doktor-Ingenieurs ehrenhalber verliehen.

F. Schilling 75 Jahre

Ferdinand Schilling, einer der „Rundfunk-Pioniere", feierte am 8. Januar 1966 seinen 75. Geburtstag. Während des ersten Weltkrieges kam er zum erstenmal mit der drahtlosen Nachrichtentechnik in Berührung; später studierte er an der Universität Hamburg und ging 1927 in die Rundfunkindustrie. Nach dem zweiten Weltkrieg hatte er im Auftrag der Arbeitsgemeinschaft der deutschen Rundfunkwirtschaft in vielen Vorträgen dem Fachhandel die UKW-Technik nähergebracht. Aus dieser Zeit stammt auch sein Buch über die „Empfangstechnik frequenzmodulierter Sendungen". Im Jahre 1951 kam Schilling zu den *Grundig Werken* und wurde mit Aufgaben der Verkaufsförderung betraut. Hier veranstaltete er als erster Fernsehlehrgänge für den Fachhandel. Er hat es immer verstanden, komplizierte technische Vorgänge anschaulich zu erklären und auf humorvolle Art seine Zuhörer zu fesseln. Anläßlich der Funkausstellung 1963 in Berlin wurde er mit der „Goldenen Ehrennadel der Rundfunk-Pioniere" ausgezeichnet. Er ist Ehrenmitglied der Technisch-Literarischen Gesellschaft.

W. Conrad 60 Jahre

Werner Conrad, Inhaber der gleichnamigen Radio-Elektro-Fernseh-Großhandlung in Hirschau (Opf.), beging am 10. Januar 1966 seinen 60. Geburtstag. Vor über 40 Jahren übernahm er in Berlin-Neukölln von seinem Vater die Rundfunk-Elektro-Großhandlung und konnte durch Fleiß, Energie und Tatkraft den Betrieb aus kleinsten Anfängen heraus zu einer der bekanntesten Fachgroßhandlungen mit jetzigem Sitz in Hirschau (Opf.) entwickeln.

H. Knoblauch †

Dr.-Ing. Henning Knoblauch, Fertigungsleiter im Fachbereich Röhren der *Telefunken AG*, ist am 10. Dezember 1965 nach kurzer schwerer Krankheit im Alter von 61 Jahren gestorben. H. Knoblauch trat 1933 bei *Telefunken* ein und beschäftigte sich zunächst mit der Entwicklung von Spezial- und Fernsehröhren. Während des Krieges leitete er die Liegnitzer *Telefunken*-Werke. Bei seinem Wiedereintritt in die Firma im Jahre 1959 übernahm er die Position, die er bis zu seinem Tode innehatte.

Ernennungen bei Grundig

In der *Grundig-Verkaufs GmbH* wurden Erich Pinkau, Leiter der Niederlassung Düsseldorf, Gerhard Schulz, Leiter der Niederlassung Nürnberg, und Heinz J. Will, Leiter der Niederlassung Dortmund, zu Direktoren ihres Niederlassungsbereiches ernannt. Ferner wurden in der Verkaufsdirektion der *Grundig Werke*, Fürth, Dietrich Hille (Fernsehgeräte und Reisesuper), Wolf-Dietrich Mencke (Großvertrieb und Bauelementeverkauf) sowie Josef Stoffels (Tonband-, Diktier- und Autogeräte) zu Direktoren ihrer Arbeitsbereiche ernannt.

R. SYDOW, Standard Elektrik Lorenz AG

Einfacher NF-Verstärker mit Silizium-Planartransistoren für eine Wechselsprechanlage

Der Einsatz von Silizium-Planartransistoren in Verstärkern bietet verschiedene Vorteile. Im folgenden wird am Beispiel eines Verstärkers für eine Sprechanlage gezeigt, wie derartige Transistoren angewendet werden. Dabei handelt es sich um eine einfache Sprechanlage für Netzbetrieb mit 4 ... 6 fest angeschalteten Sprechstellen. Als Schallwandler dienen handelsübliche Lautsprecher, die wechselweise zur Schallaufnahme und Schallwiedergabe benutzt werden.

1. Aufbau der Wechselsprechanlage

Um einen einfachen Aufbau der Anlage zu erhalten, sind alle Sprechstellen gleichberechtigt. Derjenige Teilnehmer, der seine Sprechtaste drückt, schaltet dadurch seinen Lautsprecher als Mikrofon an den Verstärkereingang und wird von allen anderen Teilnehmern gehört. Auf eine gegenseitige Verriegelung der Sprechstellen wurde verzichtet. Bild 1 zeigt das Schaltbild dieser einfachen Anlage. Jede Sprechstelle ist über eine dreiadrige Leitung mit der Zentrale verbunden, die aus Netzteil, Verstärker und einem Relais je Sprechstelle besteht.

Der Verstärker ist, da es weniger auf hochwertige Wiedergabe, sondern mehr auf eine einfache Schaltung mit gutem Wirkungsgrad und hoher Verstärkung ankommt, als transformatorgekoppelter Gegentakt-B-Verstärker in üblicher Schaltung ausgeführt. Da für jede Sprechstelle etwa 200 mW Ausgangsleistung erforderlich sind, benötigt man für sechs Sprechstellen einen 1,2-W-Verstärker. Der als Schallwandler benutzte *SEL*-Lautsprecher „Sekundo" mit 4-Ohm-Schwingspule gibt als Mikrofon etwa 0,3 mV_{eff} ab, wenn er aus 50 cm Entfernung mit erhobener Stimme besprochen wird. Um etwas Reserve zu haben, sollte daher die für Vollaussteuerung benötigte Eingangsspannung des Verstärkers 0,1 ... 0,2 mV_{eff} sein.

Als Leitung zu den Sprechstellen ist Steg-Klingeldraht 3 × 0,8 mm oder eine ähnliche Leitung brauchbar. Die Leitungen müssen vom Verstärker an getrennt verlegt werden. Liegen nämlich die Leitungen zu zwei oder mehreren Sprechstellen über längere Strecken eng benachbart, so kann von der Leitung, die an den Ausgang des Verstärkers geschaltet ist, infolge kapazitiver Beeinflussung tonfrequente Energie auf die Leitung der Sprechstelle gelangen, die als Mikrofon am Eingang des Verstärkers liegt. Bei voll aufgeregeltem Lautstärkeregler kann das zur Selbsterregung des Verstärkers führen. Abhilfe schafft hier ein Umpolen der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers, wodurch aus der Rückkopplung eine Gegenkopplung wird. Dann kann es aber erforderlich werden, die Kondensatoren C_3 und C_4 (s. Bild 2) zu verkleinern. Schließlich könnten auch abgeschirmte Kabel, Telefonleitungen mit Bleimantel oder ähnliche verwendet werden.

2. Wirkungsweise

In der Sprechstelle, von der gesprochen werden soll, wird die Sprechtaste *S* gedrückt. Das zugehörige Relais trennt dann den Lautsprecher vom Verstärkerausgang ab und verbindet ihn mit dem Verstärkereingang. Der jetzt als Mikrofon wirkende Lautsprecher steuert den Verstärker, dessen Ausgang die parallel geschalteten Lautsprecher der anderen Sprechstellen speist. Bei einem Wechselgespräch zwischen zwei Sprechstellen drückt jeweils der Teilnehmer seine Sprechtaste *S*, der sprechen will.

Das Schaltbild des Verstärkers ist im Bild 2 dargestellt. Es enthält keine Besonderheiten. Um Bauelemente zu sparen und hohe Verstärkung zu erhalten, sind Vorstufe und Treiberstufe direkt gekoppelt. Der 0,1-µF-Kondensator C_1 schließt den Eingang für Hochfrequenz kurz. Ohne diesen Kondensator würde der Verstärker über die als Antenne wirkenden Leitungen zu den Stationen als aperiodischer Rundfunkempfänger arbeiten.

Für Sprachwiedergabe mit guter Verständlichkeit ist nur der Frequenzbereich von etwa 600 ... 3000 Hz erforderlich. Diesen Frequenzgang erreicht man durch den 20-µF-Kondensator C_2, der dem Emitterwiderstand R_1 des Treibertransistors *T 2* parallel liegt, und durch die Kondensatoren C_3 und C_4 an den Primärwicklungen der Übertrager sowie durch die Übertragerinduktivität. Die Endtransistoren *T 3*, *T 4* werden bis etwa 300 mA Collectorstrom ausgesteuert. Da etwa bei diesem Strom das Maximum ihrer Gleichstromverstärkung liegt, ist der Klirrfaktor der Ausgangsspannung verhältnismäßig klein (etwa 2,5 % bei Vollaussteuerung und 1000 Hz). Man kann daher auf eine Gegenkopplung zur Verkleinerung des Klirrfaktors verzichten, die außerdem auch die Verstärkung reduzieren würde.

Tab. I. Wickeldaten der Übertrager

Ü 1:	Kern M 30/7 Dyn.-Bl. IV × 0,35, wechselseitig geschichtet
	w 1: 2000 Wdg. 0,1 mm CuL
	w 2: 2 × 350 Wdg. 0,2 mm CuL, zweifädig gewickelt
Ü 2:	Kern M 30/7 Dyn.-Bl. IV × 0,35, wechselseitig geschichtet
	w 1: 2 × 150 Wdg. 0,3 mm CuL, zweifädig gewickelt
	w 2: 36 Wdg. 0,75 mm CuL
Tr 1:	Kern M 42/15 Dyn.-Bl. IV × 0,35, wechselseitig geschichtet
	w 1: 4500 Wdg. 0,08 mm CuL
	w 2: 300 Wdg. 0,4 mm CuL
	w 3: 750 Wdg. 0,08 mm CuL

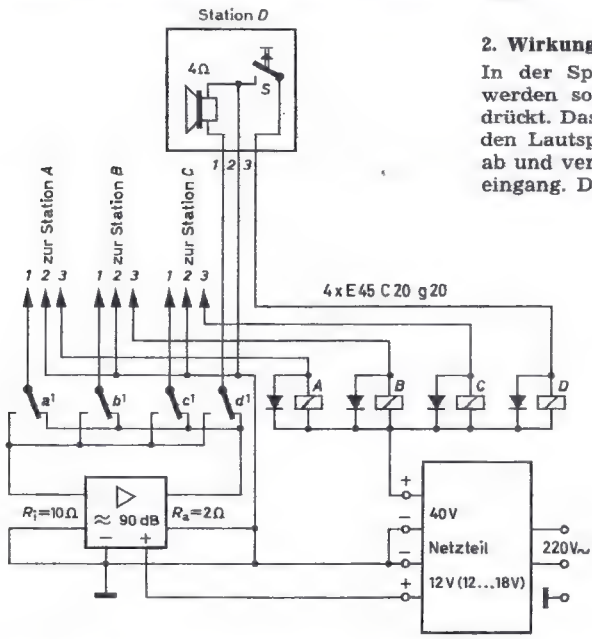
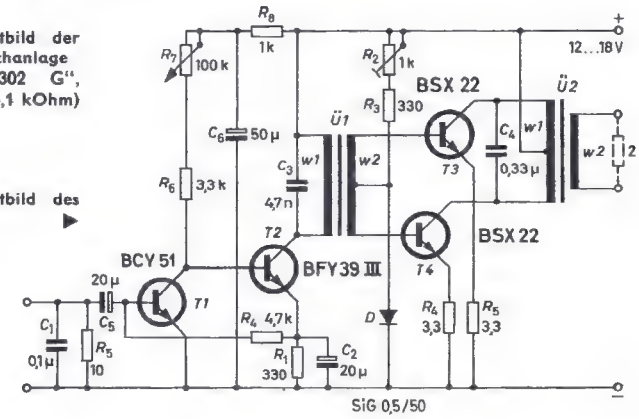


Bild 1. Schaltbild der Wechselsprechanlage (Relais: „11 302 G", 5,1 kOhm) ◀

Bild 2. Schaltbild des Verstärkers ▶



Der Collectorruhestrom der Endtransistoren *T 3*, *T 4* wird mit dem Spannungsteiler R_2, R_3, *D* auf etwa 5 ... 10 mA je Transistor eingestellt. Als unterer Spannungsteilerzweig wirkt ein Siliziumgleichrichter *D*, der infolge seiner steilen Durchlaßkennlinie den Collectorruhestrom der Endstufe gegen Betriebsspannungsschwankungen stabilisiert. Da die Durchlaßspannung von *D* den gleichen Temperaturkoeffizienten hat wie die Basis-Emitter-Spannung der Endtransistoren, ist der Ruhestrom der Endstufe auch weitgehend unabhängig von Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Der Netzteil (Bild 3) ist sehr einfach aufgebaut. Ein Selengleichrichter in Brückenschaltung mit nachgeschaltetem Ladekondensator liefert die Betriebsspannung für den Verstärker. Sie liegt infolge des relativ hohen Innenwiderstandes von Netztransformator und Gleichrichter zwischen etwa 18 V bei Leerlauf und etwa 12 V bei

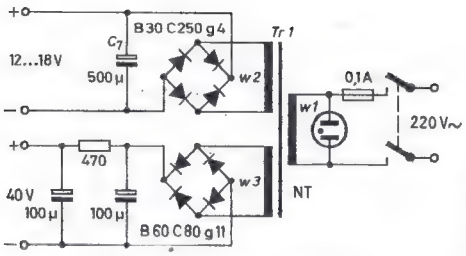


Bild 3. Schaltung des Netzteils

Vollaussteuerung. Ein zweiter Selengleichrichter in Brückenschaltung erzeugt die Betriebsspannung für die Relais. Da der Strom der Relaisspule mit dem Mikrofonstrom über eine gemeinsame Masseleitung fließt, muß der Brummanteil der Relais-Betriebsspannung sehr klein sein, damit keine unzulässig hohe Brummspannung an den Verstärkereingang gelangt. Daher wurde hier dem Ladekondensator noch ein *RC*-Siebglied nachgeschaltet. Die den Relaiswicklungen parallel geschalteten Gleichrichter E 45 C 20 g20 (Bild 1) verhindern das Entstehen induktiver Überspannungen beim Abschalten der Relais.

3. Berechnung der Schaltung

3.1. Endstufe

Da die Gleichstromverstärkung von Transistoren bei verhältnismäßig niedrigem Collectorstrom ein Maximum hat und mit höheren Collectorströmen kleiner wird, ist es günstig, den Collectorspitzenstrom bei Vollaussteuerung dadurch niedrigzuhalten, daß man eine hohe Betriebsspannung wählt. Diese darf aber bei einer Gegentakt-B-Endstufe mit Ausgangsübertrager die Hälfte der maximal zulässigen Collector-Emitter-Spannung der Transistoren nicht übersteigen. Der in der Endstufe eingesetzte Silizium-Epitaxial-Planartransistor BSX 22 hat die Daten $U_{CB0} = 40$ V und $U_{CE0} = 32$ V. Da bei der geplanten Endstufe die Emitterdiode des nicht stromführenden Transistors in Sperrrichtung vorgespannt ist, kann hier mit U_{CB0} gerechnet werden. Davon seien jedoch 10 % für eventuell auftretende Netzüberspannungen abgezogen. Die verbleibende Spannung von 36 V wird halbiert, so daß sich als maximale Speisespannung 18 V ergeben. Diese Spannung ist bei Betrieb ohne Aussteuerung vorhanden, wenn der Verstärker nur einige Milliampere Ruhestrom aufnimmt. Bei Vollaussteuerung gilt dagegen für die Leistungsaufnahme P_B einer idealen Gegentakt-B-Endstufe, die die Ausgangsleistung P_0 abgibt,

$$P_B = P_0 \cdot \frac{4}{\pi}.$$

Für $P_0 = 1{,}2$ W erhält man dann $P_B = 1{,}2 \cdot 4/\pi = 1{,}53$ W. Da aber im Ausgangsübertrager, in den Transistoren und in den Emitterwiderständen Verluste entstehen, sei hier mit $P_B = 2 \ldots 2{,}5$ W gerechnet.

Als Netztransformatorkern wird M 42 gewählt, der sich für Leistungen bis etwa 4 W eignet. Da dieser und die Gleichrichterschaltung einen verhältnismäßig großen Innenwiderstand haben, ist damit zu rechnen, daß die bei Aussteuerung Null vorhandene Betriebsgleichspannung von 18 V auf etwa 12 V zurückgeht. Daher wird die Endstufe so berechnet, daß sie bei Vollaussteuerung und 12 V Betriebsspannung 1,2 W Ausgangsleistung abgibt. Bei $P_B = 2{,}5$ W und 12 V ist der Strom 210 mA. Die erforderliche Kapazität des Ladekondensators C_7 ergibt sich, wenn man eine Brummspannung von etwa 0,8 V_{eff} bei Vollaussteuerung zuläßt, zu

$$C_7 = \frac{2 \cdot I_g}{U_{Br}} = \frac{2 \cdot 210}{0{,}8} = 525\ \mu\text{F}.$$

Gewählt wird $C_7 = 500$ µF.

Die Emitterwiderstände R_4 und R_5 der Endstufe sollen einerseits so groß sein, daß thermische Stabilität gewährleistet ist, andererseits aber möglichst klein sein, damit sie den Wirkungsgrad der Endstufe nicht allzusehr verschlechtern. Als tragbarer Kompromiß sei hier bei Vollaussteuerung ein Spannungsabfall von etwa 1 V an einem Emitterwiderstand zugelassen. Wenn man außerdem annimmt, daß die Sättigungsspannung der Transistoren bei Vollaussteuerung etwa 1 V beträgt, so bleibt als aussteuerbarer Spannungsbereich $12 - (2 \cdot 1) = 10$ V übrig.

Bei einem Wirkungsgrad des Ausgangsübertragers von 0,9 müssen die Transistoren eine Sprechleistung von $1{,}2/0{,}9 = 1{,}34$ W liefern. Mit der zu 10 V ermittelten Spitzenspannung $\hat{u}$ ergibt sich aus der Gleichung

$$P_0 = \frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{2}$$

der in den Transistoren fließende Spitzenstrom zu

$$\hat{i} = \frac{2 \cdot P_0}{\hat{u}} = \frac{2{,}68}{10} = 0{,}268\ \text{A} \approx 270\ \text{mA}.$$

Der Anpassungswiderstand R_C einer Hälfte der Primärwicklung wird damit

$$R_C = \frac{\hat{u}}{\hat{i}} = \frac{10}{0{,}27} = 37\ \text{Ohm}.$$

Der Wirkungsgrad des Ausgangstransformators sei dargestellt durch einen mit der Primärwicklung in Reihe geschalteten Widerstand von $(1 - 0{,}9) \cdot 37$ Ohm $= 3{,}7$ Ohm, so daß nun mit $R_C = 37 - 3{,}7 = 34{,}3$ Ohm weiterzurechnen ist.

Bei vier Sprechstellen sind jeweils drei am Verstärker angeschlossen und bilden einen Anpassungswiderstand von $R_A = 6/3 = 2$ Ohm, wenn als Leitungswiderstand zu jeder Sprechstelle 2 Ohm eingesetzt werden. Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators ist dann

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_C}{R_A}} = \sqrt{\frac{34{,}3}{2}} = \sqrt{17{,}15} = 4{,}14.$$

Da die untere Grenzfrequenz (für 3 dB Abfall) mit 600 Hz recht hoch gewählt wurde, reicht ein Kern M 30/7 für den Ausgangsübertrager aus, der bei wechselseitiger Schichtung mit Dynamoblech IV den Induktivitätsfaktor $A_L \approx 0{,}8$ µH/Wdg.² hat. Da aber der Treiberübertrager und der Emitterkondensator der Treiberstufe ebenfalls die untere Grenzfrequenz beeinflussen, darf der Ausgangsübertrager nur etwa 1 dB Abfall bei $f_u = 600$ Hz erzeugen. Dazu muß der induktive Widerstand der Primärwicklung bei 600 Hz doppelt so groß wie der Anpassungswiderstand sein. Für die Induktivität einer Primär-Wicklungshälfte erhält man also

$$L = \frac{2 \cdot R_C}{\omega} = \frac{2 \cdot 34{,}3}{2\pi \cdot 600} = 18{,}2\ \text{mH},$$

und die Windungszahl ist dann

$$\frac{n_p}{2} = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{18{,}2 \cdot 10^{-3}}{0{,}8 \cdot 10^{-6}}} = 151 \approx 150\ \text{Wdg}.$$

Die Sekundär-Windungszahl n_s ergibt sich mit $\ddot{u} = 4{,}14$ zu

$$n_s = \frac{150}{4{,}14} = 36\ \text{Wdg}.$$

Verwendet man 0,3-mm-CuL-Draht für die Primärwicklung und 0,75-mm-CuL-Draht für die Sekundärwicklung, so wird der Wickelkörper gerade voll, und die Kupferwiderstände sind dann etwa 1,6 Ohm (primär) und 0,1 Ohm (sekundär). Das ergibt ungefähr den angenommenen Wirkungsgrad des Ausgangsübertragers von 0,9.

Für 1 V Spannungsabfall bei 0,27 A Spitzenstrom sind die Emitterwiderstände R_4 und R_5 der Endstufe $1/0{,}27 = 3{,}7$ Ohm; gewählt werden 3,3 Ohm. Es empfiehlt sich, der Primärwicklung des Ausgangsübertragers einen Kondensator C_4 parallel zu schalten, der die infolge der Übernahmeverzerrungen entstehenden Oberwellen abschwächt. Der Anpassungswiderstand von Collector zu Collector ist $R_{CC} = 4 \cdot R_C = 4 \cdot 37 = 148$ Ohm. Der Scheinwiderstand des Kondensators sollte bei der oberen Grenzfrequenz so groß sein, daß der Verstärkungsabfall etwa 2 dB beträgt. Dann bleiben die restlichen 1 dB Abfall für den später festzulegenden Kondensator *C 3* parallel zur Primärwicklung des Treiberübertragers. Für 2 dB Abfall muß

$$\frac{1}{\omega C} = 1{,}3 \cdot R$$

sein, und damit wird

$$C_4 = \frac{1}{\omega \cdot 1{,}3 \cdot R_{CC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3000 \cdot 1{,}3 \cdot 148} = 0{,}28\ \mu\text{F}.$$

Gewählt wird $C_4 = 0{,}33$ µF.

Der Basisspannungsteiler der Endstufe soll den Ruhestrom der beiden Endtransistoren möglichst unabhängig von der Umgebungstemperatur und der Betriebsspannung konstant halten. Beide Forderungen werden durch einen Spannungsteiler erfüllt, in dessen unterem Zweig an Stelle eines Widerstandes eine geeignete Siliziumdiode liegt und dessen Querstrom höher ist als der maximal zu erwartende Basisstrom der Endtransistoren. Nach dem Datenblatt hat der BSX 22 im Arbeitspunkt $U_{CE} = 2$ V, $I_C = 500$ mA eine Gleichstromverstärkung von $B > 35$. Für $U_{CE} = 1$ V und $I_C = 270$ mA kann mit $B > 30$ gerechnet werden; daher ist

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{270}{30} = 9\ \text{mA}.$$

Wenn der obere Zweig des Spannungsteilers aus einem 1-kOhm-Potentiometer R_2 und einem 330-Ohm-Widerstand R_3 besteht, läßt sich ein Querstrom von etwa 8 ... 33 mA einstellen.

Für ausreichend kleinen Klirrfaktor sind die Endtransistoren nach folgenden Bedingungen paarweise auszusuchen:

1. Bei $U_{CE} = 2$ V und $I_C = 300$ mA soll sich die Gleichstromverstärkung B des einen Transistors um nicht mehr als 10 % von der des anderen unterscheiden.
2. Bei $U_{CE} = 10$ V und $I_C = 10$ mA sollen sich die beiden Basis-Emitter-Spannungen um nicht mehr als 20 mV unterscheiden.

3.2. Treiberstufe und Vorstufe

Um die Treiberstufe zu berechnen, muß zunächst die an der Basis der Endtransistoren im ungünstigsten Fall erforderliche Steuerspannung u_{st} bekannt sein. Diese setzt sich zusammen aus dem Spannungsabfall von 0,89 V am Emitterwiderstand sowie aus der Basis-Emitter-Spannung von etwa 0,75 V der Endtransistoren bei

$I_C = 270$ mA und beträgt also etwa 1,65 V. Dazu werden rund 10 % für den Kupferwiderstand des Treiberübertragers addiert; das ergibt $\hat{u}_{st} \approx 1{,}8$ V.

Auf der Primärseite des Treiberübertragers ist die erreichbare Spitzenspannung $\hat{u}$ gleich der Betriebsspannung, vermindert um etwa 0,7 V, die am Emitterwiderstand R_1 des Treibertransistors abfallen, und um etwa 1 V Sättigungsspannung von *T 2*. Damit wird $\hat{u} = 12 - 1{,}7 = 10{,}3$ V. Das Übersetzungsverhältnis des Treiberübertragers ist $\ddot{u}_{Tr} = 10{,}3/1{,}8 = 5{,}7$ und der Spitzenwert des Collectorwechselstroms des Treibertransistors $\hat{i}_C = 9/5{,}7 = 1{,}6$ mA. Danach sei der Collectorruhestrom der Treiberstufe zu $I_{Cr} \approx 2$ mA gewählt. Für diesen Strom und die am Collector auftretende Spitzenspannung von etwa 20 V wäre der Transistor BFY 39 geeignet; um hohe Verstärkung zu erhalten, wird jedoch der Typ BFY 39 III gewählt.

Der primärseitige Anpassungswiderstand des Treiberübertragers ist

$$R_{C\,Tr} = \frac{10{,}3}{1{,}6 \cdot 10^{-3}} = 6{,}4 \text{ kOhm}.$$

Für 1 dB Abfall bei 600 Hz muß der induktive Widerstand doppelt so groß sein, und damit wird die Induktivität

$$L_{Tr} = \frac{2 \cdot R_{C\,Tr}}{\omega} = \frac{2 \cdot 6400}{2\pi \cdot 600} = 3{,}4 \text{ H}.$$

Ausgehend von der Erfahrung, daß der Treiberübertrager bei Transistor-Gegentakt-B-Endstufen fast ebenso groß sein muß wie der Ausgangsübertrager, wird ebenfalls der Kern M 30/7 gewählt (Induktivitätsfaktor $A_L = 0{,}8$ µH/Wdg.^{2} bei wechselseitiger Schichtung mit Dynamoblech IV). Wechselseitige Schichtung ist bei der vorliegenden geringen Vormagnetisierung noch zulässig. Die Primärwindungszahl ergibt sich zu

$$n_{p\,Tr} = \sqrt{\frac{L_{Tr}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}4}{0{,}8 \cdot 10^{-6}}} = 2060 \approx 2000 \text{ Wdg.}$$

und die Sekundärwindungszahl zu

$$\frac{n_{s\,Tr}}{2} = \frac{n_{p\,Tr}}{\ddot{u}_{Tr}} = \frac{2000}{5{,}7} = 350 \text{ Wdg.}$$

Mit 0,1-mm-CuL-Draht für die Primärwicklung und 0,2-mm-CuL-Draht für die Sekundärwicklung wird der Wickelkörper gerade voll. Die Kupferwiderstände sind dann etwa 270 Ohm (primär) und 8,5 Ohm (sekundär). Damit erhält man einen Wirkungsgrad von etwa 0,9.

Der Primärwicklung des Treiberübertragers liegt der Kondensator C_3 parallel, der (zusammen mit C_4) die obere Grenzfrequenz des Verstärkers bestimmt. Bei einem Anpassungswiderstand von 6,4 kOhm muß für 1 dB Abfall bei 3 kHz

$$C_3 = \frac{1}{\omega \cdot 2 \cdot R_{C\,Tr}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3000\ 2 \cdot 6400} = 4{,}15 \text{ nF}$$

sein. Gewählt wird $C_3 = 4{,}7$ nF.

Treiberstufe und Vorstufe sind direkt gekoppelt, weil sich dadurch eine einfache Schaltung ergibt. Der Collectorruhestrom von *T 2* liegt mit etwa 2 mA bereits fest. Der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_1 dient als Basisspannungsquelle für die Vorstufe, für die der Transistor BCY 51 gewählt wurde. Die Basis-Emitter-Spannung dieses Transistors sei bei 1 mA Collectorruhestrom zu etwa 0,6 V und der Spannungsabfall am Widerstand R_4 zwischen dem Emitter von *T 2* und der Basis von *T 1* zu etwa 0,1 V angenommen. Damit ergibt sich der Emitterwiderstand zu

$$R_1 = \frac{0{,}7}{2 \cdot 10^{-3}} = 350 \text{ Ohm}.$$

Gewählt wird $R_1 = 330$ Ohm.

Der Eingangswiderstand der Treiberstufe an der Basis von *T 2* stellt den Lastwiderstand des Vorverstärkers dar. Um ihn zu ermitteln, muß die Stromverstärkung $h_{21\,e}$ des Treibertransistors bekannt sein. Da im Datenblatt des BFY 39 III diese Angabe fehlt, wird $h_{21\,e}$ aus der Gleichstromverstärkung ermittelt, die für $U_{CE} = 10$ V und $I_C = 10$ mA mit $B = 180 \ldots 400$ (im Mittel also 270) angegeben ist. Aus der Kurve $B = f(I_C)$ erhält man den Faktor 0,85 für $I_C = 2$ mA, und damit wird $B = 0{,}85 \cdot 270 = 230$. Bei Collectorströmen unterhalb des Wertes, bei dem die Funktion $B = f(I_C)$ ihr Maximum hat, ist die Kleinsignalverstärkung $h_{21\,e}$ größer als die Gleichstromverstärkung B [1]. Deshalb sei hier mit $h_{21\,e} = 250$ gerechnet. Damit ergibt sich der Eingangswiderstand der Treiberstufe zu

$$h_{11\,e} = \frac{U_T \cdot h_{21\,e}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{2 \cdot 10^{-3}} = 3250 \text{ Ohm}.$$

Darin ist $U_T = 26$ mV die Temperaturspannung bei 25 °C Kristalltemperatur. Um hohe Spannungsverstärkung zu erhalten, sollte der Widerstand in der Collectorleitung von *T 1* nicht wesentlich größer sein als der wechselstrommäßig dazu parallel liegende Eingangswiderstand der Treiberstufe. Der Collectorwiderstand R_6 sei deshalb zu 3,3 kOhm gewählt. Ihm wird ein Siebglied R_8, C_6 vorgeschaltet, das die der Betriebsspannung überlagerte 100-Hz-Brummspannung reduziert.

Der Strom durch den Collectorwiderstand von *T 1* ist etwa $(12\text{ V} - 2 \cdot 0{,}7\text{ V})/(R_6 + R_8) = 2{,}5$ mA. Davon fließen in die Basis von *T 2* 2 mA/230 ≈ 9 µA und der Rest, praktisch also 2,5 mA, in den Collector von *T 1*. *T 1* hat bei diesem Strom eine Gleichstromverstärkung von $B > 100$ und benötigt dann einen Basisstrom von 2,5 mA: 100 = 25 µA. Für den Widerstand R_4 wurde ein Spannungsabfall von 0,1 V angenommen. Damit und mit 25 µA Basisstrom ergibt sich $R_4 = 0{,}1/25 \cdot 10^{-6} = 4$ kOhm; gewählt werden 4,7 kOhm.

Für den Eingangswiderstand von *T 1* erhält man mit $h_{21\,e} \approx 150$

$$h_{11\,e} = \frac{U_T \cdot h_{21\,e}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 150}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 1560 \text{ Ohm}.$$

Nach diesem Wert müßte man den Koppelkondensator C_5 bemessen. Um die durch den 4,7-kOhm-Widerstand erzeugte Rauschspannung zu verkleinern, ist es jedoch zweckmäßig, den Blindwiderstand von C_5 bei $f_u = 600$ Hz nicht gleich 1,5 kOhm, sondern im Hinblick auf den Abschlußwiderstand R_5 am Eingang des Verstärkers gleich 10 Ohm zu wählen. Dann ist

$$C_5 = \frac{1}{\omega \cdot R_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 600 \cdot 10} = 26{,}5 \text{ µF};$$

gewählt wird $C_5 = 20$ µF.

Zur Dimensionierung des Überbrückungskondensators C_2 des Emitterwiderstandes des Treibertransistors dient folgende Überlegung: Bei tiefen Frequenzen tritt ein Verstärkungsabfall auf, weil der bei höherer Frequenz gegenüber dem inneren Emitterwiderstand von *T 2* vernachlässigbar kleine Blindwiderstand des Kondensators größer wird und daher den Emitterwiderstand des Transistors erhöht. Das hat aber einen größeren Eingangswiderstand, höheren Wechselspannungsbedarf an der Basis und daher eine kleinere Verstärkung zur Folge. Um das Problem rechnerisch zu erfassen, empfiehlt es sich, die Ersatzschaltung (Bild 4) zu zeichnen.

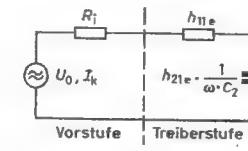


Bild 4. Ersatzschaltung zur Ermittlung von C_2

Die Vorstufe ist ein Wechselstromgenerator mit der Leerlaufspannung U_0 und dem Kurzschlußstrom I_k, aus denen sich der Generatorwiderstand $R_i = U_0/I_k$ ergibt. Dieser Generator speist den Eingangswiderstand des Treibertransistors $h_{11\,e} = U_T \cdot h_{21\,e}/I_E$, der in Reihe mit dem mit der Stromverstärkung $h_{21\,e}$ multiplizierten Blindwiderstand des Kondensators liegt. Ein Abfall des Basiswechselstroms der Treiberstufe um 1 dB = 1,12 tritt ein, wenn der Betrag des Scheinwiderstandes

$$|Z| = \left| R_i + h_{11\,e} - j\, h_{21\,e} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right|$$

um den Faktor 1,12 größer ist als $R_i + h_{11\,e}$. Für 1 dB Abfall gilt also

$$\left| R_i + h_{11\,e} - j\, h_{21\,e} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right| = 1{,}12 \cdot (R_i + h_{11\,e}),$$

$$1{,}12^2 \cdot (R_i + h_{11\,e})^2 - (R_i + h_{11\,e})^2 = \left(h_{21\,e} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right)^2.$$

Mit $R_i = 3300$ Ohm, $h_{11\,e} = 3250$ Ohm, $h_{21\,e} = 250$ und $f = 600$ Hz wird

$$(1{,}12 \cdot 6550)^2 - (6550)^2 = \left(\frac{250}{\omega \cdot C_2} \right)^2,$$

$$\frac{1}{\omega \cdot C_2} = \frac{3310}{250} = 13{,}2 \text{ Ohm},$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 600 \cdot 13{,}2} = 20 \text{ µF}.$$

3.3. Lautstärkeregelung

Den Lautstärkeregler am Eingang des Verstärkers anzuordnen, ist nicht zweckmäßig, weil dann das Rauschen des ersten Transistors stets voll zu hören ist. Besser ist es, mit dem Collectorwiderstand R_6 einen Regelwiderstand R_7 in Reihe zu schalten. Eine Vergrößerung des Collectorwiderstandes hat einen niedrigeren Collectorstrom und einen größeren inneren Emitterwiderstand $r_E = U_T/I_E$ zur Folge. Da die Spannungsverstärkung der ersten Stufe gleich dem Quotienten aus Arbeitswiderstand und Emitterwiderstand ist, folgt sie dem Collectorstrom, vorausgesetzt, daß der Arbeitswiderstand des ersten Transistors konstant ist. Das ist zwar nicht ganz der Fall, jedoch ändert sich der Arbeitswiderstand, der aus der Parallelschaltung von Collectorwiderstand und Eingangswiderstand der Treiberstufe besteht, für eine Änderung des Regelwiderstandes von Null auf Unendlich nur von 1640 Ohm auf 3250 Ohm, bleibt also fast konstant.

Diese Art der Regelung hat einen Nachteil, der jedoch bei einer Sprechanlage nicht ins Gewicht fällt: Die Lautstärke läßt sich nicht auf Null reduzieren, weil der Collectorstrom nicht Null werden darf. Er muß wenigstens doppelt so groß bleiben wie der erforderliche maximale Basisstrom der Treiberstufe (13 µA für I_C = 2 mA und $B > 0{,}85 \cdot 180 = 153$). Der Collectorstrom von *T 1* sollte also nicht niedriger als rund 25 µA werden. Das entspricht einem Strom durch den Collectorwiderstand von 25 + 13 = 38 µA, mit dem sich der maximal zulässige Collectorwiderstand zu 0,3 MOhm ergibt. Die Erprobung des Gerätes zeigte, daß der Regelbereich mit einem 100-kOhm-Potentiometer (negativ logarithmisch) ausreichend groß ist.

3.4. Nachrechnung der Verstärkung

Für Vollaussteuerung war die Spannung auf der Primärseite des Treiberübertragers zu 10,3 V_s = 7,3 V_{eff} ermittelt worden. Der Arbeitswiderstand von *T 2* ist 6,4 kOhm und die Spannungsverstärkung der Treiberstufe etwa gleich dem Quotienten aus Arbeitswiderstand und Emitterwiderstand, wobei sich der letztere aus innerem und äußerem Emitterwiderstand zusammensetzt. Der innere Emitterwiderstand ist $r_E = U_T/I_E = 26 \cdot 10^{-3}/2 \cdot 10^{-3} = 13$ Ohm. Als äußerer Emitterwiderstand wirkt der Serienwiderstand des 20-µF-Tantal-Elektrolytkondensators (laut Datenblatt < 5 Ohm, angenommen 4 Ohm). Damit erhält man für die Spannungsverstärkung der Treiberstufe

$$V_{T2} = \frac{6400}{13 + 4} = 377 .$$

Der Arbeitswiderstand der Vorstufe besteht aus der Parallelschaltung des Eingangswiderstandes von *T 2* [(13 + 4) · 250 = 4250 Ohm] und des Collectorwiderstandes von *T 1* (3300 Ohm) und beträgt 1860 Ohm. Der innere Emitterwiderstand von *T 1* ist bei I_C = 2,5 mA

$$r_E = U_T/I_E = 26 \cdot 10^{-3}/2{,}5 \cdot 10^{-3} = 10{,}4 \text{ Ohm} .$$

Damit wird die Spannungsverstärkung der Vorstufe

$$V_{T1} = \frac{1860}{10{,}4} = 179$$

und die Gesamtverstärkung

$$V_{ges} = 377 \cdot 179 = 0{,}675 \cdot 10^5 .$$

Die für Vollaussteuerung erforderliche Eingangsspannung ergibt sich dann zu

$$U_1 = \frac{7{,}3}{0{,}675 \cdot 10^5} = 0{,}108 \text{ mV} .$$

3.5. Frequenzgang, Klirrfaktor, Verlustleistung

Bild 5 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers unter folgenden Meßbedingungen: Ausgangsleistung 1,2 W bei f = 1 kHz, EMK des Tongenerators 0,60 mV, Innenwiderstand des Tongenerators 60 Ohm, Ausgang mit 2 Ohm reell abgeschlossen, Lautstärkeregler voll aufgeregelt. Der Klirrfaktor der Ausgangsspannung ist bei 1,2 W und 1 kHz etwa 2,5 %; er steigt zu hohen und tiefen Frequenzen hin etwas an.

Die Verlustleistung der Transistoren in der Vor- und Treiberstufe ist so gering, daß es sich erübrigt, sie genau auszurechnen. Bei der Endstufe ist dies jedoch erforderlich. Die gesamte Transistor-Verlustleistung einer Gegentakt-B-Endstufe

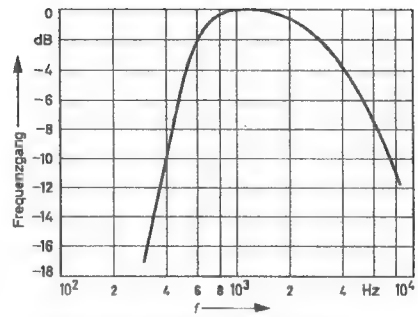


Bild 5. Frequenzgang des Verstärkers

ergibt sich für eine ideale Endstufe aus der Ausgangsleistung P_0 zu

$$P_V = \frac{4\,P_0}{\pi^2} = \frac{4 \cdot 1{,}2}{\pi^2} = 0{,}49 \text{ W} .$$

In der Praxis wird man diesen Wert um rund 20 % erhöhen, so daß man hier mit P_V = 0,6 W rechnen muß. Diese Leistung verteilt sich auf zwei Transistoren, das heißt, ein Transistor BSX 22 wird mit 300 mW belastet. Das ist zwar weit weniger als für den Betrieb ohne Kühlkörper zulässig, es empfiehlt sich jedoch, im Interesse einer guten thermischen Stabilität der Endstufe jeden Transistor mit einem handelsüblichen Kühlstern zu versehen.

Tab. II. Elektrische Daten des Verstärkers

Betriebsspannung:	12 V =
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung:	etwa 200 mA
Eingangswiderstand:	etwa 10 Ohm
ausgangsseitiger Anpassungswiderstand:	2 Ohm
Ausgangsleistung bei ohmscher Last, 1 kHz und Aussteuerung bis zur Übersteuerungsgrenze:	1,2 W
Klirrfaktor bei 1 kHz, 1,2 W:	etwa 2,5 %
Frequenzgang:	550 ... 3500 Hz −3 dB
erforderliche Eingangsspannung:	etwa 0,15 mV
Störspannungsabstand:	etwa 40 dB
Anschlußspannung:	220 V, 50 Hz
Leistungsaufnahme:	etwa 3 VA

Schrifttum

[1] Mielke, H.: Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 19 (1965) Nr. 6, S. 337 bis 338

Kollektorloser Gleichstrommotor mit hohem Anlaufmoment

Vor einiger Zeit hat die *Bühler GmbH* einen kollektorlosen Gleichstrommotor auf den Markt gebracht, der neben den Eigenschaften schon bekannter Konstruktionen[1]) auch ein hohes Anlaufmoment und eine kontaktlose elektronische Drehzahlregelung hat. Derartige Kleinmotoren haben beispielsweise bei batteriegespeisten Magnettongeräten weitgehend Eingang gefunden.

Der Motor hat einen Permanentmagnet-Innenläufer, der von dem rotationssymmetrischen zylindrischen Ständer-Eisenkörper mit den drei Wicklungssträngen umschlossen wird (Bild 1). Wegen der nutenlosen Konstruktion entsteht keine magnetische Fesselung (Klebemoment), so daß der Motor sich durch eine sehr gute Laufruhe auszeichnet. Die Kontaktbahn für den Starter ist auf der Innenseite des einen Lagerschilds untergebracht.

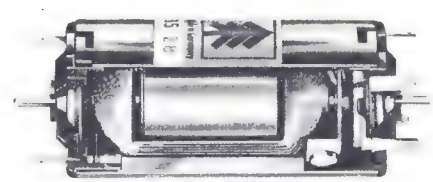
Bild 2 zeigt die Schaltung des Transistor-Steuerteils. Bei dem elektromechanisch gesteuerten Startersystem, das ein hohes Anlaufmoment bewirkt, legen während des Anlaufs zwei mit dem Läufer umlaufende Kontakte in Abhängigkeit von der Läuferstellung jeweils zwei von drei Segmenten (*S 1, S 2, S 3*) einer feststehenden Kontaktbahn an den Pluspol der Speisespannung. An jedes der drei Segmente der Kontaktbahn ist die Basis eines der drei Vortransistoren (*T 1, T 3, T 5*) angeschlossen. Der Starter sperrt daher zwei der als Schalter wirkenden Transistoren, so daß immer nur derjenige Ständer-Wicklungsstrang vom Strom durchflossen wird, der das höchste Motordrehmoment ergibt.

Weit unterhalb der Solldrehzahl heben die beiden Kontakte infolge der entstehenden Fliehkraft von der Kontaktbahn ab. Die Kontakte und die Kontaktbahn sind weder elektrisch noch mechanisch nennenswert beansprucht, und selbst höhere Übergangswiderstände wären für die einwandfreie Funktion des Motors ohne Bedeutung.

Im Dauerlauf steuern die in den Wicklungssträngen der Ständerwicklung von dem umlaufenden Magneten erzeugten Wechselspannungen die Transistorschaltung unmittelbar. Damit wird eine gute Anpassung der Funktion der Schaltung an den Betriebszustand des Motors und ein hoher Wirkungsgrad (50 bis 60 % mit 9 V Betriebsspannung) auch bei wechselnder Last erreicht.

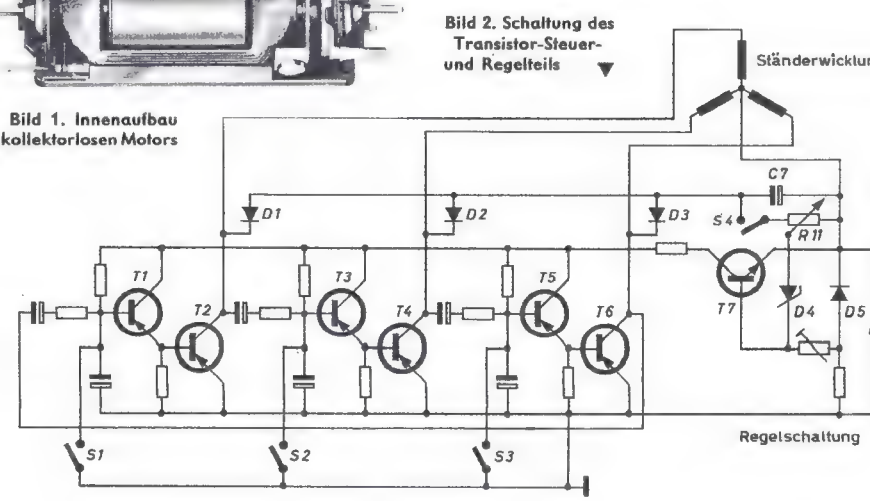
Mit Hilfe des zusätzlichen Transistors *T 7*, der als Schalter für die Collectorspannung für die Vorstufentransistoren wirkt und seinerseits über die Zenerdiode *D 4*, die einen definierten Schaltpunkt bewirkt, angesteuert wird, läßt sich die Motordrehzahl kontaktlos regeln. Der Schaltpunkt wird aus dem Vergleich einer stabilisierten Bezugsspannung (Diode *D 5*) mit dem in *D 1* ... *D 3* gleichgerichteten Scheitelwert der induzierten Ständerwechselspannungen gewonnen, die ein Maß für die Drehzahl sind. Sie ist mit dem Potentiometer *R 11*, mit dem ein Teil der an *C 7* liegenden Scheitelspannung abgegriffen wird, stufenlos einstellbar. *Gu.*

[1]) Kollektorloser Gleichstrom - Kleinstmotor. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 15, S. 588



▲ Bild 1. Innenaufbau des kollektorlosen Motors

Bild 2. Schaltung des Transistor-Steuer- und Regelteils ▼



EGON KOCH, DL1 HM

Eigenschaften von Amateur-Sendeantennen

Für weltweite Funkverbindungen mit der für den Amateur zulässigen geringen Sendeleistung ist eine gut abgestimmte und richtig an den Sender angepaßte Antenne von ausschlaggebender Bedeutung. Der folgende Beitrag soll dem Funkamateur die Vor- und Nachteile der einzelnen Antennenausführungen zeigen und ihm bei der Auswahl geeigneter Antennen behilflich sein.

1. Der Platz für die Antenne

Zunächst muß stets geklärt werden, welcher Platz für die Anbringung der Antenne zur Verfügung steht und ob der oder die Hausbesitzer auch die Genehmigung zur Montage erteilen. Gut sind natürlich diejenigen daran, die auf ihrem eigenen Grundstück wohnen, aber auch hier ist bei beengten Raumverhältnissen mitunter für die Antenne ein Abspannpunkt an einem benachbarten Haus nötig. Die Antenne sollte möglichst frei und hoch über den Dächern angebracht sein.

Nichts ist aber schlechter, als mit irgendwelchen Behelfsantennen zu arbeiten, sei es, daß ein unter dem Dach ausgespannter Draht, eine am Fenster oder am Balkon befestigte Stabantenne oder gar eine Zimmerantenne verwendet wird. Es kommt dann meist zu einer starken Einstrahlung in die benachbarten Wohnungen und über das Lichtnetz in die dort aufgestellten Rundfunk- und Fernsehempfänger, was zu erheblichen Empfangsstörungen führen kann. Außerdem ist die Leistung derartiger Behelfsantennen sehr schlecht. Auf jeden Fall sollte alles daran gesetzt werden, um vom Hausbesitzer die Genehmigung zur Errichtung der Antenne zu bekommen. Heute sind wohl viele Hauseigentümer über Ziel und Zweck des Amateurfunks sowie über dessen Einsatz bei Katastrophen und Hilfsaktionen informiert. Mitunter muß aber bei Verhandlungen mit dem Hauswirt sehr diplomatisch vorgegangen werden, und es empfiehlt sich, auf die vom DARC für alle seine Mitglieder abgeschlossene Antennenhaftpflichtversicherung hinzuweisen. Auch eine monatliche Anerkennungsgebühr für die Anbringung der Antenne kann manchmal helfen.

2. Antennenformen

Nachstehend werden die Vor- und Nachteile der heute gebräuchlichen Kurzwellenantennen für den Amateurfunk behandelt. Auf Sonderausführungen einzelner Firmen kann im Rahmen dieses Beitrages aber nicht eingegangen werden. Aus den angegebenen Abmessungen geht der Platzbedarf für die jeweilige Antenne hervor. Ferner sind Richtpreise aufgeführt, damit der Amateur eine Vorstellung von den Kosten für die verschiedenen Antennenausführungen bekommt. Bei amerikanischen Erzeugnissen sind die Dollarpreise genannt, die zum Umrechnen in DM (bedingt durch Zoll und Versandkosten) etwa mit dem Faktor 5 ... 5,5 zu multiplizieren sind.

2.1. Halbwellendipol (Drahtausführung)

Viele Amateure verwenden einen Halbwellendipol, zumal er bei richtiger Einspeisung meist kein BCI (Rundfunkstörungen) oder TVI (Fernsehstörungen) verursacht. Die Länge l errechnet sich nach der Formel $l \approx 0{,}48\,\lambda$. Die Strahlerlängen bei Drahtdipolen betragen für das 80-m-Band etwa 39,50 m, für 40 m etwa 19,20 m, für 20 m etwa 10,05 m, für 15 m etwa 6,70 m und für 10 m etwa 4,95 m. Der Antennenabschlußwiderstand liegt bei 72 Ohm. Für die Antennenzuführung kann eine symmetrische 72-Ohm-Leitung (twin lead) benutzt werden. Besser geeignet ist 60- oder 75-Ohm-Koaxialkabel, jedoch muß die Einspeisung am Antennenanschlußpunkt über ein Symmetrierglied [1] erfolgen, wodurch beide Dipolhälften gespeist und die mitunter zu BCI und TVI führenden Mantelströme auf dem Kabel vermieden werden. Der Dipol hat eine Richtwirkung (seine Richtcharakteristik ist achterförmig, Bild 1), die sich um so stärker auswirkt, je kürzer die Welle ist. Im 80-m- und auch noch im 40-m-Band ist nämlich durch Einflüsse der Umgebung diese Richtwirkung nicht so stark ausgeprägt, so daß hier der Dipol nach den räumlichen Gegebenheiten aufgehängt werden kann. Für die kürzeren Bänder ist die Antenne quer zur bevorzugten Senderichtung auszuspannen.

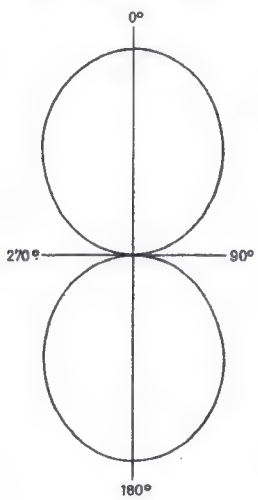


Bild 1. Richtdiagramm eines Halbwellendipols ◀

Vorteile: Optimale Abstrahlung, meist keine Beeinflussung benachbarter Rundfunk- und Fernsehempfänger, niedriger Anschaffungspreis, da Antenne selbst zusammengestellt werden kann.

Nachteile: Großer Platzbedarf (Spannweite rund 40 m im 80-m-Band), größere Richtwirkung bei den kürzeren Bändern.

2.2. W3DZZ-Antenne

Der von W3DZZ entwickelte Allband-Dipol ist die in Deutschland am meisten verwendete Antenne. Die Gesamtlänge beträgt 33,56 m. Die Traps in den beiden Dipolzweigen wirken als Sperrkreise für das 40-m- und als Verlängerungsspule für das 80-m-Band, wobei die Antenne in beiden Fällen als Halbwellendipol arbeitet. Für 20 m ist eine Strahlerlänge von 1,5 λ, für 15 m von 2,5 λ und für 10 m von 3,5 λ wirksam. Der Antennenabschlußwiderstand liegt bei 72 Ohm. Die Einspeisung muß in gleicher Weise wie bei Dipolantennen erfolgen. Im 80-m-Band ist der Antennengewinn infolge der verkürzten Länge etwas geringer (etwa —2 ... —3 dB gegenüber einem normalen Halbwellendipol mit 39,5 m Länge). Bei den kürzeren Wellenlängen (20, 15 und 10 m) befriedigen in vielen Fällen die erreichbaren Ergebnisse nicht, so daß die Originalform der W3DZZ-Antenne von amerikanischen Antennenfabriken nicht mehr geliefert wird. Man sollte diese Antenne nur für 80 und 40 m verwenden und für die DX-Bänder eine andere Antennenausführung (Drehrichtstrahler, Groundplane) benutzen.

Vorteile: Alle KW-Bänder, geringere Länge als ein 80-m-Halbwellendipol, daher leichter unterzubringen, meist keine Beeinflussung benachbarter Rundfunk- und Fernsehempfänger.

Nachteile: Etwas geringerer Gewinn bei 80 m, Richtwirkung bei den kürzeren Bändern, oft unbefriedigende Ergebnisse bei 20, 15 und 10 m.

Preise: W3DZZ mit Symmetrierglied etwa 70 DM, ohne Symmetrierglied etwa 50 DM.

2.3. Multiband-Dipol

An Stelle der W3DZZ-Antenne empfiehlt es sich, einen Multiband-Dipol (Bild 2) zu verwenden, der sich aus zwei Dipolen zusammensetzt, die am Einspeisungspunkt zusammengeschaltet werden. Der eine Dipol für 80 m und 40 m mit den beiden üblichen Traps für 40 m ist 32,35 m lang. Der andere Dipol für das 20-, 15- und 10-m-Band hat eine Länge von 7,62 m und besitzt für 10 m und 15 m in jedem Dipolzweig Traps. Für den Multiband-Dipol werden vier Aufhängepunkte benötigt. Die Einspeisung erfolgt ebenfalls wie bei Dipolantennen. Der Abschlußwiderstand ist hier 52 Ohm, so daß man 52-Ohm- oder 60-Ohm-Koaxkabel verwenden sollte. Wegen der Richtwirkung bei den DX-Bändern sollte auch der Multiband-Dipol in Richtung der Länder aufgehängt werden, mit denen bevorzugt gearbeitet wird.

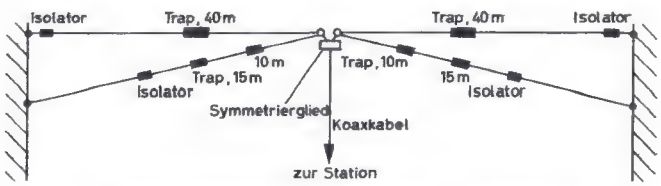
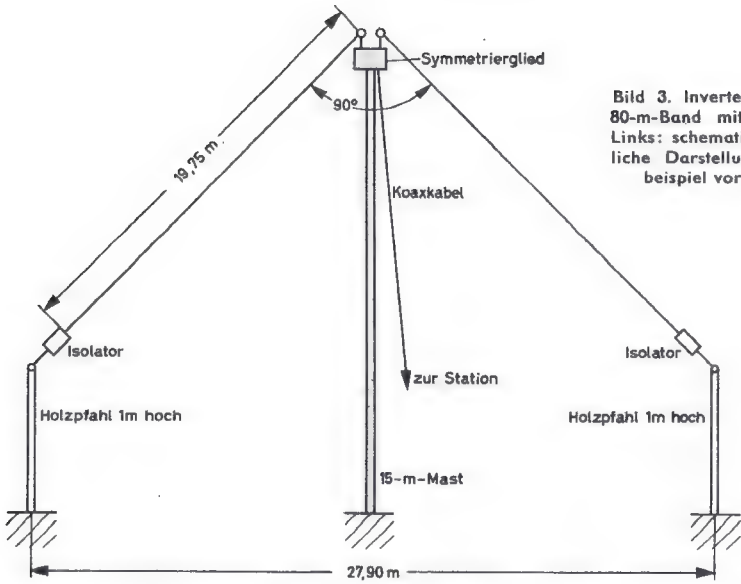


Bild 2. Multiband-Dipol für das 80-, 40-, 20-, 15- und 10-m-Band

Vorteile: Alle KW-Bänder, optimale Leistung für einen Mehrband-Dipol, geringere Strahlerlänge als bei einem 80-m-Einband-Dipol, meist keine Beeinflussung benachbarter Rundfunk- und Fernsehempfänger.

Nachteile: Richtwirkung bei den kürzeren Bändern, bei 80, 40, 20 und 15 m gegenüber einem Einband-Halbwellendipol etwas geringerer Gewinn.

Preise: Dipol für 80 und 40 m mit Symmetrierglied 39,50 Dollar, ohne Symmetrierglied 23,50 Dollar.



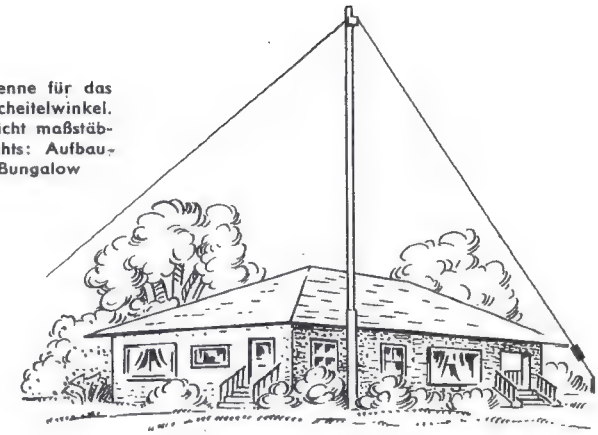


Bild 3. Inverted-V-Antenne für das 80-m-Band mit 90° Scheitelwinkel. Links: schematische, nicht maßstäbliche Darstellung; rechts: Aufbaubeispiel vor einem Bungalow

Dipol für 80, 40, 20, 15 und 10 m mit Symmetrierglied 56,– Dollar, ohne Symmetrierglied 40,– Dollar.

2.4. Inverted-V-Antenne

Diese in letzter Zeit vielfach verwendete Antenne (Bild 3) ist im Prinzip ein Halbwellendipol, der jedoch V-förmig abgewinkelt aufgehängt ist. Damit werden zwei Vorteile erreicht: Man benötigt bei dieser Anordnung nur einen hohen Aufhängepunkt und nicht so viel Platz, so daß die ganze Antenne meist auf demselben Grundstück untergebracht werden kann.

Bei einem Dipol für 80 m mit einer Strahlerlänge von 39,5 m und einer Aufhängehöhe von 15 m sowie einem Winkel von 120° ist die am Boden benötigte Weite beispielsweise 34,2 m.

Der zweite Vorteil ist, daß die Inverted-V-Antenne Zirkularpolarisation, also eine gemischte Horizontal-Vertikal-Abstrahlung, hat. Außerdem ist die Richtwirkung nicht so stark ausgeprägt. Deshalb ist diese Antenne vor allem auch für DX-Verbindungen gut geeignet. Die Diagramme im Bild 4 zeigen die horizontale Abstrahlung eines V-förmig aufgehängten Halbwellendipols mit Winkeln von 120°, 90° und 60° im Vergleich zu einem horizontal montierten Halbwellendipol. Je kleiner der Winkel ist, um so mehr geht der Anteil der horizontalen Strahlungsleistung zurück, und um so größer wird aber der Anteil der Vertikalstrahlung. Bei einem Winkel von 120° vermindert sich gegenüber einem horizontal aufgehängten Halbwellendipol die horizontale Abstrahlleistung um 1,5 dB, bei 90° um 3 dB und bei 60° um 6 dB. Die Einspeisung erfolgt wiederum wie bei Dipolantennen.

Vorteile: Geringerer Raumbedarf gegenüber dem horizontal aufgehängten Halbwellendipol, nur ein hoher Aufhängungspunkt, Zirkularpolarisation (dadurch neben der horizontalen auch vertikale Abstrahlung), für DX-Verkehr günstig, keine ausgeprägte Nullstelle, Selbstbau möglich.

Nachteile: Etwas geringere horizontale Abstrahlung.

Preise: 80-m-V-Dipol mit Symmetrierglied 26,- Dollar, ohne Symmetrierglied 10,- Dollar.

2.5. Einband-Beam (Drehrichtstrahler)

Für die kürzeren Wellenlängen (20, 15 und 10 m) verwendet der DX-Jäger drehbare Halbwellendipole, die mit einem Antennenrotor auf die Gegenstation ausgerichtet werden, und vermeidet so den Nachteil der fest aufgehängten Drahtdipole. Zur Erhöhung des Gewinnes und zur Verbesserung der Richtwirkung hat der Dipol zusätzlich einen Reflektor und einen oder zwei Direktoren. Dadurch werden vor allem auch Empfangsstörungen von auf gleicher Frequenz arbeitenden Sendern, die nicht in Richtung der Gegenstation liegen, mehr oder weniger vermindert. Der Spannungsgewinn einer Einband-Beam-Antenne mit Reflektor liegt bei 3 dB, mit Reflektor und einem Direktor bei 5,5 dB und mit Reflektor und zwei Direktoren bei 6,5 dB. Im letztgenannten Fall entspricht das einem 4,5fachen Leistungsgewinn. Hat der Sender 100 W Ausgangsleistung, so erreicht man mit einem 4-Element-Beam eine effektive Strahlungsleistung von 450 W. Die Rückdämpfung liegt je nach Ausführung zwischen 18 und 25 dB. Die Öffnungswinkel (Halbwertbreite oder 3-dB-Breite) sind bei einem 2-Element-Beam horizontal etwa 80°, vertikal etwa 140°, beim 3-Element-Beam horizontal etwa 65°, vertikal etwa 110° und beim 4-Element-Beam horizontal etwa 60° und vertikal etwa 95°.

In den Datenblättern amerikanischer Antennenfabriken findet man für diese Antennen höhere Gewinnwerte als hier angegeben. Es ist dabei zu berücksichtigen, daß man in den USA bei der Berechnung vom Isotropstrahler (Kugelstrahler) ausgeht, während in Deutschland die Gewinnangaben auf den Halbwellendipol bezogen werden. Zur Umrechnung sind daher von den amerikanischen Angaben 2,15 dB abzuziehen.

Die Beams sind recht umfangreiche und verhältnismäßig schwere Antennengebilde, die man auf einem Mast im Garten oder auf dem Hausdach montieren kann, die aber keine „Zierde" für das Gebäude darstellen. Bei dem 4-Element-Beam für 20 m hat das größte Element eine Länge von 11,10 m und das Tragrohr für die Elemente eine Länge von 8 m! Der Hauswirt muß dem Amateurfunk schon viel Verständnis entgegenbringen, wenn er dem Funkfreund die Errichtung einer derartigen Antenne gestattet.

Vorteile: Großer Leistungsgewinn, mehr oder weniger gute Ausblendung von Störsignalen, die nicht direkt in Richtung der Gegenstation liegen.

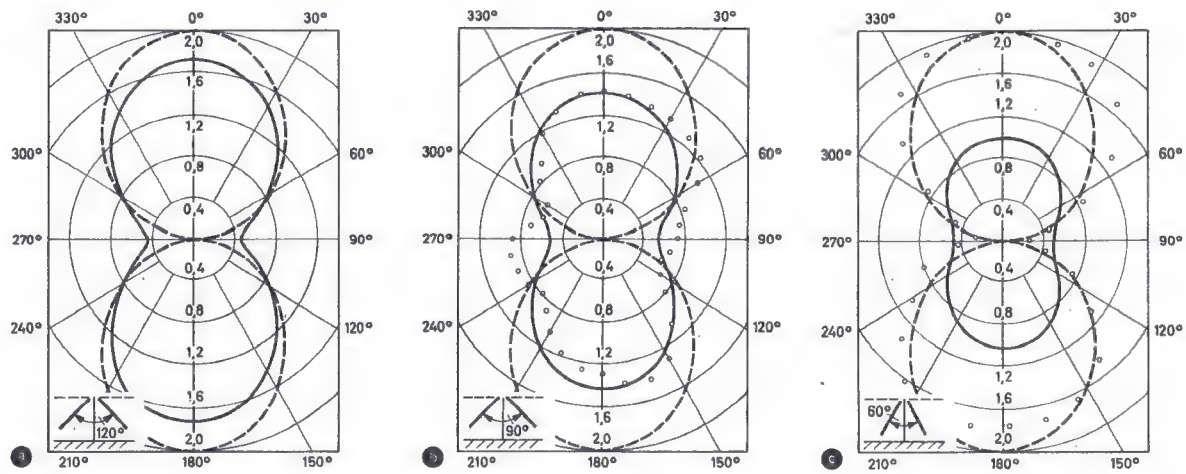


Bild 4. Horizontal-Richtcharakteristik einer Inverted-V-Antenne (ausgezogene Linie) im Vergleich zu einem horizontal aufgehängten Halbwellendipol; a) V-Antenne bei 120°, b) V-Antenne bei 90°, c) V-Antenne bei 60° Scheitelwinkel

Nachteile: Große, sehr auffällige Antenne, recht hohe Anschaffungskosten.

Preise: 3-Element-Beam für 10 m 35,– Dollar;

3-Element-Beam für 15 m 40,– Dollar, für 20 m 70,– Dollar;

4-Element-Beam für 20 m 100,– Dollar;

Antennenrotor 150 ... 300 DM.

2.6. Multiband-Beam

Neben den Hochleistungs-Einband-Beams gibt es auch Multiband-Beam-Antennen (Bild 5) für das 20-, 15- und 10-m-Band mit Traps für 10 m und 15 m in den Elementen, die im 15- und 20-m-Band als Verlängerungsspulen wirken. Infolge der durch die Traps erforderlichen Kürzung der Strahlerlänge ist beim Multiband-Beam der Gewinn bei 15 und 20 m niedriger als bei einem Einband-Beam. Wer also nur an einem einzelnen DX-Band interessiert ist, sollte sich besser den Einband-Beam zulegen.

Die Gewinnangaben in amerikanischen Prospekten über Multiband-Beams beziehen sich auf den Multiband-Dipol und nicht auf einen Halbwellen-Dipol oder

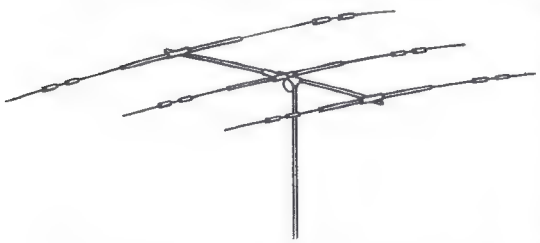


Bild 5. Multiband-Dipol für das 20-, 15- und 10-m-Band

Isotropstrahler. Man darf sich dadurch beim Vergleichen der Gewinnangaben zwischen einem Multiband- und einem Einband-Beam nicht täuschen lassen. Der Gewinnrückgang bei einem Multiband-Dipol beträgt im 15- und 20-m-Band gegenüber dem Einband-Beam etwa 3 dB.

Vorteile: Großer Leistungsgewinn, alle DX-Bänder (20, 15 und 10 m), mehr oder weniger gute Ausblendung von Störsignalen, die nicht in der Richtung der Gegenstation liegen.

Nachteile: Etwas geringere Abstrahlung bei 15 und 20 m gegenüber dem Einband-Beam, große auffällige Antenne, hohe Anschaffungskosten.

Preise: 2-Element-Multiband-Beam für 10, 15, 20 m 70,– Dollar,

3-Element-Multiband-Beam für 10, 15, 20 m 100,– Dollar,

Antennenrotor 150 ... 300 DM.

2.7. Cubical-Quad-Antenne (Drehrichtstrahler)

Wegen der erreichbaren guten Ergebnisse erfreut sich die Cubical-Quad-Antenne (Bild 6) zunehmender Beliebtheit. Sie hat neben der horizontalen auch eine gute vertikale Bündelung, und man erreicht dadurch die für DX-Verbindungen erforderliche flache Abstrahlung. Der Gewinn eines 2-Element-Cubical-Quad liegt bei 5 dB und entspricht etwa dem eines 3-Element-Einband-Beams, während ein 3-Element-Cubical-Quad (Direktor, Strahler, Reflektor) einen Gewinn von 6,5 dB ergibt. Die Antenne kann sowohl für nur ein Band als auch für alle DX-Bänder gebaut werden. Da die Elemente für das 10- und das 15-m-Band getrennt innerhalb der Ebenen des Cubical-Quad angeordnet sind, wird hier im Gegensatz zu den Multiband-Beams auf allen Bändern der gleiche Gewinn erreicht. Nur wenig bekannt ist, daß der Antennenabschlußwiderstand bei 130 bis 200 Ohm liegt. Als Speiseleitung kann

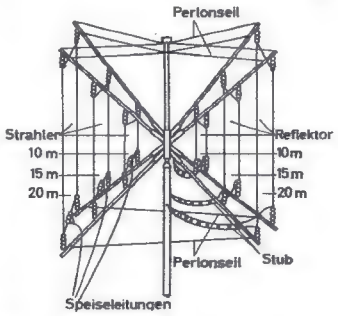


Bild 6. Cubical-Quad mit Strahler und Reflektor für das 20-, 15- und 10-m-Band

man daher eine symmetrische 240-Ohm-Leitung (Schlauchkabel) verwenden. Bei 60-Ohm-Koaxkabel muß die Einspeisung über einen Symmetriertransformator (in regensicherem Gehäuse) erfolgen.

Die Länge der Kanten des Cubical-Quad beträgt für das 20-m-Band jeweils 5,55 m, während die Länge des Elementeträgers bei einem 3-Element-Cubical-Quad zwischen 6 und 7,5 m liegt. Wie beim Beam, wird auch diese Antenne mit einem Antennenrotor auf die Gegenstation ausgerichtet. Infolge der großen Abmessungen wirkt der Cubical-Quad noch unförmiger als der Beam, hat jedoch ein geringeres Gewicht.

Vorteile: Hoher, gleichbleibender Gewinn auf allen Bändern, alle DX-Bänder mit einer Antenne, flache Abstrahlung infolge vertikaler Bündelung (daher für DX besonders geeignet), mehr oder weniger gute Ausblendung von Störsignalen, die nicht in Richtung der Gegenstation liegen.

Nachteile: Große auffällige Antenne, hoher Anschaffungspreis.

Preise: 2-Element-Cubical-Quad für 10, 15 und 20 m mit Bambusrohren 55,– Dollar, mit Fiberglasrohren 100,– Dollar.

2.8. Groundplane-Antenne (Vertikalstrahler)

Die Groundplane-Antenne ist ein $\lambda/4$-Strahler (Bild 7) und benötigt wenig Platz. Sie fällt weit weniger als die unförmigen

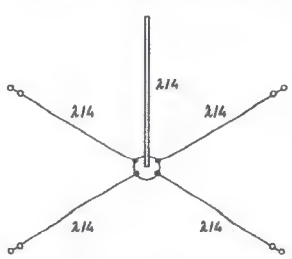


Bild 7. Groundplane (Vertikalstrahler)

Drehrichtstrahler auf. Der Groundplane ist vor allem im Häusermeer der Großstadt der Vorzug zu geben, wo es ja meist nicht möglich ist, Drehrichtstrahler aufzustellen oder hierfür vom Hausbesitzer die Genehmigung zu bekommen. Bei richtigem Aufbau strahlt diese Antenne vertikal mit einem niedrigen Erhebungswinkel, was für DX-Verbindungen vorteilhaft ist. Bei der Montage auf dem Dach sind Radials als Gegengewicht erforderlich, die in einem Winkel von 120° ... 150° zum Strahler ausgespannt werden und an den Enden isoliert aufzuhängen sind. Bei wenig bebautem Gelände empfiehlt es sich, die Groundplane direkt auf dem Erdboden aufzustellen. Bei gut leitendem Boden genügt ein 2,5 m langes in den Boden getriebenes Kupferrohr. Sonst ist ein entsprechendes Erdnetz auszulegen. Da die Groundplane eine Rundstrahlcharakteristik hat, besteht gegenüber den Drehrichtstrahlern eine verstärkte Möglichkeit von Empfangsstörungen durch Stationen, die auf der gleichen Frequenz wie die Gegenstation arbeiten. Beim Verkehr mit Gegenstationen, die horizontal polarisierte Antennen wie Dipole oder Beams verwenden, ist im Bereich der Bodenwelle bei 10, 15 und 20 m eine Empfangsverschlechterung um 2 ... 3 S-Stufen festzustellen. In der Praxis hat sich gezeigt, daß mit Groundplane-Antennen häufiger eine Beeinflussung des Empfangs in benachbarten Rundfunk- und Fernsehgeräten (vor allem im Bereich I) erfolgt als bei Verwendung von Dipolen.

2.9. Einband-Groundplane-Antenne

Diese Antenne kann aus einem Stück Rohr leicht selbst hergestellt werden. Die Strahlerlängen bei 20 mm Rohrdurchmesser sind für das 80-m-Band 19,70 m, für das 40-m-Band 10,30 m, für das 20-m-Band 5,10 m, für das 15-m-Band 3,40 m und für das 10-m-Band 2,50 m. Bei Dachmontage sind vier Radials erforderlich, die etwa die gleiche Länge wie der Strahler haben sollen. Wegen der großen Windlast wird man die Einband-Groundplane-Antennen für 40 und 80 m wohl durchweg direkt auf dem Erdboden aufstellen.

Vorteile: Für DX-Verbindungen geeignet, Rundstrahlcharakteristik, geringer Platzbedarf, wenig auffällig, geringe Herstellungskosten.

Nachteile: Möglichkeit von Empfangsstörungen durch andere auf gleicher Frequenz arbeitende Stationen, da keine Richtwirkung.

2.10. Verkürzte Groundplane

Bei dieser Ausführung mit einer Strahlerlänge von etwa 5,5 m ist für das 40- und das 80-m-Band der Strahler kürzer als $\lambda/4$. Mit Hilfe einer am Fußpunkt angebrachten Spule mit Abgriff wird die Antenne auf dem gewünschten Band in Resonanz gebracht. Die Leistung ist vor allem bei 40 m und 80 m geringer als bei einer Einband-Groundplane. Das Signal dürfte bei der Gegenstation gegenüber einem Einband-Halbwellendipol um etwa 3 S-Stufen niedriger liegen. Die verkürzte Groundplane ist bei einer Heimstation nur dann zu empfehlen, wenn nur auf einem Band (insbesondere auf 80 m) gearbeitet wird und aus den verschiedenen Gründen keine andere Antennenausführung verwendet werden kann. Wegen ihres einfachen Aufbaus ist sie vor allem für Camping und Urlaub geeignet, wo es auch keine allzu große Mühe macht, beim Bandwechsel den Abgriff an der Spule zu verändern. Bei Errichtung auf dem Erdboden genügt hier als Erde ein in den Boden getriebenes etwa 2,5 m langes Kupferrohr. Bei Montage auf dem Dach sind für optimale Ergebnisse vier auf das jeweilige Band abgestimmte Radials erforderlich, bei Mehrbandbetrieb mindestens je zwei Radials pro Band. Die Hersteller geben mitunter auch an, daß es an Stelle der

Radials genügt, einen 2,5 mm dicken Kupferdraht von der Antenne auf kürzestem Wege zu einem in den Boden getriebenen 2,5 m langen Kupferrohr zu führen. In diesem Falle muß aber in erhöhtem Maße mit BCI- und TVI-Störungen gerechnet werden.

Vorteile: Alle Amateurbänder, kleine Strahlerlänge, vertikale Abstrahlung, für DX-Verbindungen geeignet, Rundstrahlcharakteristik, geringer Platzbedarf, wenig auffällig, für Camping und Urlaub geeignet, einfache Montage, niedriger Preis.

Nachteile: Bei Mehrbandbetrieb muß Spulenabgriff bei Bandwechsel geändert werden, geringere Leistung gegenüber einem Einband-Halbwellendipol oder $\lambda/4$-Einband-Vertikalstrahler bei 40 und 80 m größere Möglichkeit von Empfangsstörungen durch andere auf der gleichen Frequenz arbeitende Stationen, da keine Richtwirkung.

Preis: Etwa 17 Dollar.

2.11. Multiband-Groundplane

In der Hauptsache verwenden die Amateure Multiband-Groundplane-Antennen (Bild 8), die ohne Umschaltung auf den entsprechenden Bändern betrieben werden können. Diese Antennen haben je nach Ausführung Sperrkreise für 10, 15, 20 und 40 m, die für die nachfolgenden Bänder als Verlängerungsspulen wirken, wobei die Leistung einer Einband-Groundplane nicht ganz erreicht wird. Die Strahlerlänge liegt bei der Ausführung für das 10-, 15- und 20-m-Band bei 4,12 m, für 10, 15, 20 und 40 m bei 5,48 m und für 10, 15, 20, 40 und 80 m bei 9,81 m. Eine Abspannung ist zumindest bei den beiden zuletzt genannten Antennen erforderlich. Zu der Ausführung für das 10-, 15-, 20- und 40-m-Band gibt es eine Verlängerungsspule für das 80-m-Band, die bei Betrieb der Antenne auf den anderen Bändern abgeschaltet werden muß. Es empfiehlt sich, für diesen Zweck am Antennenfußpunkt in unmittelbarer Nähe der Spule ein regengeschütztes Quecksilberschaltröhren-Relais anzubringen. Der Gewinn im 80-m-Band ist gegenüber einem horizontal aufgehängten Halbwellendipol geringer. Erfahrungsgemäß kommt das Signal bei der Gegenstation um 2 ... 3 S-Stufen schwächer an. Bei Dachmontage sind für jedes Band je zwei etwa $\lambda/4$ lange Radials erforderlich.

Bild 8. Multiband-Groundplane „14 AVS" von *hy-gain* für das 10-, 15-, 20-, 40- und 80-m-Band; für 80 m Verlängerungsspule

Vorteile: Alle Amateurbänder (je nach Antennentyp) ohne Umschaltung, für DX-Verbindungen geeignet, Rundstrahlcharakteristik, geringer Platzbedarf, wenig auffällig, relativ preisgünstig.

Nachteile: Etwas geringerer Gewinn bei den Bändern 15, 20, 40 und 80 m gegenüber einem $\lambda/4$-Einband-Vertikalstrahler oder einem Halbwellen-Einbanddipol, Möglichkeit von Empfangsstörungen durch andere auf gleicher Frequenz arbeitende Stationen, da keine Richtwirkung.

Preise: Groundplane für 10, 15, 20 m 22,- Dollar; Groundplane für 10, 15, 20, 40 m 30,- Dollar; Zusatzspule für 80 m 8,- Dollar; Groundplane für 10, 15, 20, 40, 80 m 50,- Dollar.

In diesen Preisen ist das Material für Dachmontage wie Abspannseile, Radials nicht inbegriffen, das etwa 10 ... 14 Dollar kostet.

Schrifttum

[1] Breitband-Symmetrierglieder für gestreckte Drahtdipole und Yagi-Antennen. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 4, S. 135

[2] Covington, D. W.: Inverted-V-radiation pattern, a theoretical and experimental study. QST (1965) Nr. 5, S. 81–84

Funkamateure und Schwarzsender

Am 20. Dezember 1965 beging die Oberpostdirektion München ein Jubiläum besonderer Art: Sie nahm die hundertste Lizenzprüfung für Funkamateure ab und klärte gleichzeitig im Rahmen eines Presseempfanges die Öffentlichkeit über Wesen und Wert des Amateur-Funkdienstes auf. Dabei kamen zwei recht interessante Teilprobleme zur Sprache.

Des öfteren wird in der Öffentlichkeit über ausgehobene Schwarzsender berichtet, wobei man diese in Unkenntnis der Zusammenhänge als Funkamateure bezeichnet. Das Wort Funkamateur ist nach internationalem Sprachgebrauch ein Titel, den sich Funkbeflissene erst in zäher Arbeit und nach dem Ablegen einer recht schwierigen Prüfung verdienen müssen. Wer ohne Lizenz funkt, den nennt man auf der ganzen Welt schlicht und einfach einen Schwarzsender.

Interessant war ferner, daß die vergleichsweise milden Geldstrafen der Gerichte häufig nur einen Bruchteil dessen ausmachen, was der Gesetzesübertreter tatsächlich bezahlen muß. Das „Tatwerkzeug", nämlich die verbotene Funkanlage, wird in jedem Fall eingezogen. Meistens kommt das wirklich „dicke Ende" noch nach, wenn der Täter neben den Gerichtskosten auch noch jene Rechnung begleichen muß, die die Post für das Anpeilen des unerlaubten Senders präsentiert. Das können Beträge von einigen tausend Mark sein.

Schwarzsenderei, und darauf sollte immer wieder hingewiesen werden, lohnt sich nicht, da heute im Gegensatz zu den Zeiten vor dem zweiten Weltkrieg jedermann eine ordentliche Lizenzprüfung ablegen kann, sofern er sich das erforderliche Wissen erarbeiten will.

Von Sendern und Programmen

Intendant von Bismarck wiedergewählt

D. Klaus von Bismarck wurde vom Verwaltungsrat des Westdeutschen Rundfunks mit Wirkung vom 1. April 1966 einstimmig für weitere fünf Jahre zum Intendanten gewählt. Der Rundfunkrat hat die Wahl mit 13 Stimmen bei 7 Enthaltungen bestätigt.

Süddeutscher Rundfunk erweitert Stereo-Programm

Seit dem 2. Januar 1966 sendet der Süddeutsche Rundfunk an 17 Stunden wöchentlich (einschließlich der Testsendungen) Stereo-Programme. Auch an Sonntagen wird jetzt von 17.00 bis 17.55 Uhr ein Musikprogramm in Stereo ausgestrahlt. Die Stereo-Programme des Süddeutschen Rundfunks können über die UKW-III-Sender Stuttgart (Kanal 17+), Waldenburg (Kanal 32—), Aalen (Kanal 37) und Ulm (Kanal 35—) empfangen werden. Mit der Inbetriebnahme des Stereo-Senders Heidelberg-Königsstuhl (Kanal 43) ist noch im Laufe dieses Winters zu rechnen.

Der Stuttgarter Fernsehturm ist größer geworden

Um über 5 m ist der Stuttgarter Fernsehturm durch den Umbau der Fernsehantennenanlage gewachsen. Die Stahlkonstruktion des Antennenmastes reicht jetzt bis zu einer Höhe von 215,76 m; dazu kommt noch das auf der Spitze angebrachte Gefahrenfeuer mit 0,85 m Höhe. Durch die neue Antennenanlage wird der Empfang des Fernsehsenders Stuttgart (Kanal 11) vor allem in den Richtungen verbessert, die von der bisherigen Antenne nicht mit der vollen Strahlungsleistung versorgt werden konnten. Der Fernsehturm, der es bis zum Jahresende 1965 auf eine Besucherzahl von rund 7,7 Millionen brachte, kann am 5. Februar 1966 seinen 10. Geburtstag feiern.

Fernsehgroßsender des Bayerischen Rundfunks für das nördliche Schwaben

Seit Ende Dezember 1965 arbeitet der Fernsehgroßsender Hühnerberg bei Harburg (nordwestlich von Donauwörth) im Versuchsbetrieb. Er strahlt das Programm des Deutschen Fernsehens im Kanal 60 (UHF-Bereich) mit etwa 400 kW Strahlungsleistung aus. Die Abstrahlung erfolgt von einer Antenne, die auf einem etwa 200 m hohen abgespannten Stahlrohrmast angebracht ist. Der Sender ist in etwa 40 km Umkreis zu empfangen, falls nicht die Sichtverbindung durch vorgelagerte Höhen oder sonstige Hindernisse beeinträchtigt ist.

Neue Fernseh-Umsetzer und -Füllsender

Der Südwestfunk hat kürzlich seinen 158. Fernsehfüllsender in Betrieb genommen. Er steht im Moselgebiet und versorgt die Orte Reil, Burg und Kövenig mit dem Programm des Deutschen Fernsehens im Kanal 8.

Seinen 50. Fernsehumsetzer nahm der Hessische Rundfunk am 10. Dezember 1965 in Betrieb. Damit erreicht der Versorgungsgrad der hessischen Bevölkerung mit dem Programm des Deutschen Fernsehens mehr als 96 %. Die Anlage arbeitet im Kanal 12 und befindet sich auf dem Dach des Statistischen Bundesamtes in Wiesbaden. Der neue Umsetzer verbessert den Empfang besonders in den bisher weniger gut versorgten Teilen der Landeshauptstadt.

Anfang Dezember 1965 wurde der 146. Umsetzer des WDR in Ennepetal in Betrieb genommen, der die Wohngebiete Milspe, Altenvoerde und einen Teil von Voerde mit dem ersten Fernsehprogramm versorgt. Die Sendeanlage befindet sich am Standort des Umsetzers der Deutschen Bundespost und strahlt auf Kanal 52 mit einer Leistung von 45 W.

Kein AM-Empfang bei einem Autosuper infolge mechanischen Defekts der Variometerabstimmung

Bei einem Autosuper funktionierten die AM-Bereiche nicht mehr, während der UKW-Empfang einwandfrei war. Der Skalenzeiger bewegte sich normal. Es stellte sich heraus, daß drei Spiralfedern zur Einstellung der Spulenkerne für die AM-Bereiche abgebrochen waren. Da mit dem Neueinsatz von drei Spulenkernen mit Federn ein Abgleich der Vorkreise verbunden gewesen wäre, wurde das Problem folgendermaßen gelöst.

Die Kerne mit defekter Feder wurden aus ihrer Führung genommen und die Federansätze von Schmutz- und Lackresten gereinigt und verzinnt. Schließlich wurde ein in der Dicke passendes Drahtstückchen in den Hohlraum der Feder geschoben (Bild 1) und mit dem am Spulenkern sitzenden Federstück verlötet.

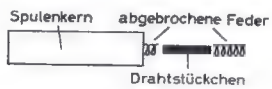


Bild 1. Prinzip der Reparatur der Feder eines Variometerkernes

Die so weit bearbeiteten Kerne sind nun wieder in die Führungen zu schieben und die Federenden am Abstimmjoch zu verzinnen. Anschließend werden die aus den Federsätzen der Kerne hervorstehenden Drahtstückchen in die Hohlräume der Federenden im Abstimmjoch geschoben und verlötet. Es ist besonders darauf zu achten, daß die abgebrochenen Teile der Federn sich vollkommen berühren, damit keine Verstimmung des jeweiligen Kreises in bezug auf die restlichen Kreise eintritt. Der Autosuper funktionierte anschließend wieder einwandfrei.

Gleichzeitiges Auslöten mehrerer Lötstellen auf Leiterplatten

Reparaturen an Leiterplatten sind nicht immer einfach und sollten nur von geübten Technikern ausgeführt werden. Besonders schwierig ist das Auslöten von Einzelteilen, wenn man nicht jeden Lötanschluß für sich während des Ablötens herausziehen kann. Oft läßt sich das gesamte auszuwechselnde Teil erst dann abnehmen, wenn alle Anschlüsse frei sind. Das gilt vor allem bei Röhrenfassungen, Bandfiltern oder Potentiometern. Man müßte gleichzeitig sämtliche Lötstellen dieser Teile erwärmen oder aber erreichen, daß an der erhitzten Stelle das Lötzinn entfernt wird.

In diesem Falle empfiehlt *Blaupunkt*, das Lötzinn nach folgendem einfachen Verfahren wegzunehmen. Man benutzt ein versilbertes Abschirmgeflecht, drückt es platt und taucht es in eine Kolophonium-Spiritus-Lösung. Das getränkte Abschirmgeflecht wird nun auf die Lötstelle gelegt und der Lötkolben gegen das Geflecht gedrückt. Es saugt dann das flüssig gewordene Lötzinn auf.

Zeitweise Moiréstörung bei Empfang im Fernsehbereich I

In einem Mehrfamilienhaus mit Gemeinschafts-Antennenanlage wurde ein neuer Fernsehempfänger aufgestellt. Nach einigen Tagen mußte der Kunde Moirébildung in den Abendstunden nach 20 Uhr feststellen. Am Tag war das Testbild einwandfrei. Die Untersuchung während der Störung zeigte folgenden Tatbestand: Wurde der Fernsehempfänger des Nachbarn im Raum darüber eingeschaltet, trat das Moiré auf. Die Vermutung lag nahe, daß die Störung über die Antenne eingestreut wurde. Beide Geräte sind an der gleichen Stammleitung angeschlossen. Allerdings war auch nach Entfernen der Antenne das Moiré sichtbar. Störstrahlungsmessungen brachten kein Ergebnis; beide Geräte hatten eine FTZ-Prüfnummer und entsprachen den Bestimmungen. Probeweise wurden nun die Tuner- und ZF-Röhren nacheinander ersetzt. Die zweite ZF-Röhre war die Fehlerquelle. Zur Erklärung sei gesagt, daß sich unter Zusammenwirken ungünstiger Umstände an dem Kennlinienknick Verzerrungen ausbilden können. Diese Verzerrungen verursachten über Direkteinstrahlung die Störung.

Eine ähnliche Erscheinung kann bei Übersteuerung von Antennenverstärkern auftreten. Besonders empfindlich sind hier transistorbestückte Verstärker. Die maximale Eingangsspannung darf daher unter keinen Umständen überschritten werden. Gegebenenfalls ist zwischen Antenne und Verstärkereingang ein regelbares Dämpfungsglied zu schalten.

Bildschirm dunkel, Ton leise

Bei einem Fernsehempfänger blieb der Bildschirm infolge fehlender Hochspannung dunkel. Der Ton war hörbar, jedoch wesentlich leiser und leicht verzerrt. Nach etwa 10 Minuten glühte die Anode der Zeilen-Endröhre PL 500 dunkelrot.

Zuerst wird man in einem solchen Falle die Gittervorspannung der Zeilen-Endröhre mit einem Röhrenvoltmeter messen und die Steuerimpulse mit dem Oszillografen kontrollieren. Die Impulse stimmten sowohl in Amplitude als auch in Form mit den Schaltbildangaben überein. Die Gittervorspannung sollte —60 V sein; gemessen wurden —35 V. Der Kopplungskondensator war einwandfrei. Ebenso konnte in der Zeilen-Endstufe kein defekter Widerstand oder Kondensator ermittelt werden.

Der Verdacht fiel nun auf den Zeilentransformator, mußte aber nach Vergleichsmessungen mit einem neuen Transformator wieder fallengelassen werden. Jetzt wurde die Ablenkeinheit untersucht. Die Impedanzwerte der Horizontalspulen wichen stark von den Vergleichseinheiten ab. Nach Austausch der Ablenkeinheit funktionierte die Zeilen-Endstufe wieder einwandfrei.

Bildqualitätsminderung infolge Alterung von Netzteil-Bauelementen

Immer wieder werden ältere Fernsehgeräte in der Werkstatt angeliefert, bei denen Bildqualität, Bildbreite und Empfangsleistung langsam nachgelassen haben. Neben Fehlern in den jeweiligen Stufen, hervorgerufen durch Röhrenalterung, Erhöhung von Widerstandswerten oder Kondensatoren mit schlechter Isolation, ist das Absinken der Plusspannung typisch. Teilweise wurden Spannungsabweichungen an der ersten Siebkette von mehr als 50 V zwischen der Schaltbildangabe und dem Gerät gemessen.

Bei den meisten Reparaturfällen ist der Selengleichrichter des Netzteiles (Bild 2) die Fehlerquelle. Er hat oft im Laufe der Betriebsstunden seinen Innenwiderstand erhöht und verursacht jetzt einen größeren Spannungsabfall. Da man wahrschein-

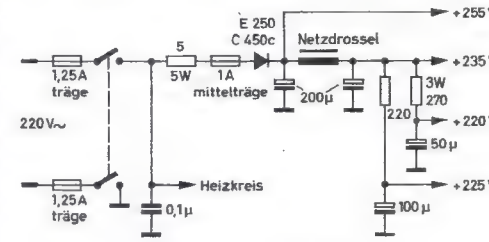


Bild 2. Fernsehempfängernetzteil mit Selengleichrichter

lich den Innenwiderstand in Durchlaßrichtung des neuwertigen Gleichrichters nicht kennt, ist das probeweise Auswechseln des Selengleichrichters zweckmäßig. Dabei ist es unwichtig, ob der gleiche Typ verwendet oder ob nur ein Typ mit ähnlichen Daten provisorisch eingesetzt wird. Es kann auch ein Silizium-Netzgleichrichter mit Schutzvorwiderstand als Ersatz verwendet werden. Wichtig ist im Testfall nur, daß die Versorgungsspannung den angegebenen Wert erreicht.

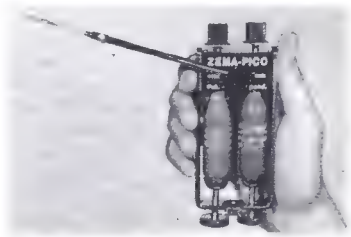
Arbeitet das Reparaturgerät jetzt wieder normal, dann wird der Probegleichrichter gegen den elektrisch und einbaumäßig passenden Typ ausgetauscht. Dabei sollte man den Gesamtgleichstrom am Gleichrichter messen. Er darf nicht wesentlich über der Schaltbildangabe liegen (beispielsweise bei 300 ... 400 mA). Treten größere Ströme auf, dann sind die Elektrolytkondensatoren im Netzteil zu untersuchen. Auch sie unterliegen Alterungserscheinungen und können einen erhöhten Strom verursachen.

Langsame Änderung von Bildbreite und Helligkeit

Bei einem Fernsehgerät verringerten sich langsam nach etwa einer Stunde Betriebszeit Bildbreite und Helligkeit. In der Werkstatt wurde nun mit einem Haartrockner (Fön) die Ablenkeinheit erhitzt und anschließend mit Kältespray abgekühlt. Immer in den Erwärmungsperioden nahm die Bildbreite ab. Die Ablenkeinheit war also die Fehlerquelle; nach Auswechslung arbeitete der Empfänger einwandfrei.

Kleinschweißgerät für feinste Arbeiten

Vielseitige Anwendungsmöglichkeiten beim Löten, Hartlöten und Schweißen von Metallen bietet das mit Butan und Sauerstoff betriebene Autogen-Kleinschweißgerät



„Zema-Pico" von *H. A. Hagist*, 788 Säckingen, dessen Flammenkegel bis auf nur 1 mm Länge reduziert werden kann und Temperaturen bis zu 2800 °C erreicht. Da wegen der intensiven Flamme nur kurze Anwärmzeiten nötig sind, können sich empfindliche Materialien (zum Beispiel vernickelte Teile) nicht verfärben. Kupfer- und Messingdrähte lassen sich je nach Dicke direkt zusammenschweißen.

PHILIPS Fachbücher

Eine kleine Auswahl unserer Neuerscheinungen 1965/66

Erscheint voraussichtlich im April 1966

Dipl.-Ing. W. A. Holm

Fernseh-Technik ohne Mathematik

2., erweiterte und neubearbeitete Auflage von „Wege zum Fernsehen", 417 Seiten, 264 Abb., 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag ca. DM 31,–

Dipl.-Ing. W. A. Holm

Farbfernseh-Technik ohne Mathematik

2., erweiterte Auflage, 118 Seiten, 44 einfarbige, 7 mehrfarbige Abb., eine ganzseitige Abbildung des Farbdreiecks, 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 13,–

Ing. W. Hartwich

Einführung in die Farbfernseh-Servicetechnik

Band I, Grundlagen der Farbfernseh-Technik, 214 Seiten, 151 einfarbige, 13 mehrfarbige Abb., eine ganzseitige Abbildung des Farbdreiecks, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 26,–

Ing. W. Hartwich

Einführung in die Farbfernseh-Servicetechnik

Band II, Schaltungstechnik und Service-Einstellungen, 300 Seiten, 260 einfarbige, 47 mehrfarbige Abb., 2 Falttafeln, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 33,50

Ing. E. Julander

Leitfaden der Rundfunktechnik

Band I, Grundlagen, Röhren, Halbleiter, 244 Seiten, 214 Abb., Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 26,–

P. Duru

Hilfsbuch für den Fernsehtechniker

645 Seiten, 511 Abb., 1 Falttafel, 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 50,–

A. C. J. Beerens

Meßgeräte und Meßmethoden in der Elektronik

183 Seiten, 150 Abb., 8°

geb. DM 19,50

Ing. W. Schultz

Messen und Prüfen mit Rechtecksignalen

204 Seiten, 168 Abb., 4 Seiten mit Oszillogrammen, 2 Falttafeln, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 28,–

C. G. Nijsen

Leitfaden für Tonbandfreunde

Arbeitsweise und Anwendung von Tonbandgeräten, 140 Seiten, 58 Abb., 16 Seiten Fotos, 8°

T 6 Taschenbuch, kart. DM 10,–

J. Schaap

Kleine Kurzwellenamateur-Lehre

202 Seiten, 158 Abb., 8 Seiten Fotos, 7 Falttafeln, 8°

geb. DM 24,50

PHILIPS Fachbücher sind nur im Buchhandel erhältlich.
Verlangen Sie den neuen Katalog PHILIPS Fachbücher 65/66
mit ausführlichen Inhaltsangaben weiterer 73 Bücher

75 JAHRE FORTSCHRITT · PHILIPS · 1891 - 1966

DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Verlags-Abteilung · 2 Hamburg 1 · Postfach 1093

PHILIPS · FACHBÜCHER

Einfacher Stereo-Verstärker in Bausteinform

Die bisher in der FT-Bastel-Ecke beschriebenen Stereo-Bausteine[1]) lassen sich in einfacher Weise zu einem kompletten Stereo-Verstärker zusammenschalten. Zu diesem Zweck genügt es, die einzelnen in sich abgeschlossenen Bausteine mit kurzen Drahtstückchen zu verbinden. Dann ist der komplette Verstärker betriebsbereit. Bild 1 zeigt das Blockschema des Stereo-Verstärkers mit Stereo-Mikrofon und den zwei

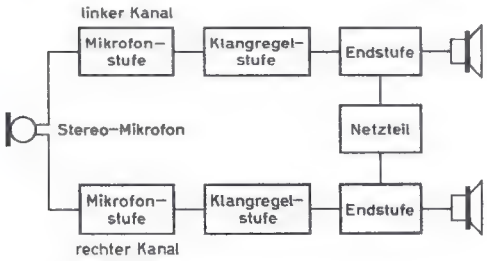


Bild 1. Blockschema des Stereo-Verstärkers

Lautsprechern für die beiden Kanäle sowie einen Netzteil. Für diesen Stereo-Verstärker, der eine Ausgangsleistung von etwa 2 × 4 W hat, sollten etwas größere Lautsprecherboxen verwendet werden, damit die Klangqualität den Anforderungen entspricht.

Wie die Bilder erkennen lassen, sind die einzelnen Bausteine durch kurze Drahtstückchen miteinander verbunden. Die Anschlüsse für Plusspannung, Heizung und Masse wurden bereits von Anfang an so angeordnet, daß nachträgliche Änderungen nicht nötig sind. Für die Stromversorgung des Gesamtverstärkers stand ein „Minitest"-Universal-Netzgerät[2]) zur Verfügung. Diese hochwertige Speisequelle entspricht allen Anforderungen. Auch einfachere Netzgeräte[3]) sind verwendbar. Für den beschriebenen Stereo-Verstärker muß aus einem solchen Netzteil eine Anodenspannung von 250 V, 50 mA zur Verfügung stehen, ferner 6,3 V, 2,8 A für die Röhrenheizung.

Vorschläge für den Einbau in ein Gehäuse

Den so weit zusammengestellten Stereo-Verstärker kann man zum Beispiel auch in ein Blechgehäuse einbauen. Das schützt nicht nur den Benutzer vor der Berührung spannungsführender Bauelemente, sondern verhindert auch die Einstreuung eines etwaigen Brumms.

Es gibt noch andere Möglichkeiten, den Verstärker in ein Gehäuse einzubauen. Man kann beispielsweise die aneinandergereihten Bausteine mit je 20 mm hohen Abstandsröllchen auf ein 350 mm × 170 mm großes U-Chassis setzen. Das hat allerdings den Nachteil, daß man beim Löten und Messen – sofern einmal ein Fehler auftritt – den ganzen Baustein ablöten und abschrauben muß. Deshalb ist es angebracht, die einzelnen 150 mm × 100 mm großen Bausteine direkt auf dem Chassis anzubringen. Dafür muß jedoch das Blechchassis einen 138 mm × 400 mm großen rechteckigen Ausschnitt erhalten, denn es wird vielfach erwünscht sein, auch einen kleinen Netzteil in das Chassis einzubauen, um einen kompletten Verstärker zu erhalten.

Zwischen den verschiedenen Bausteinen können noch Blechtrennwände eingelötet werden. Das Blech schirmt dann die einzelnen Bausteine gegeneinander ab. Diese Trennbleche können in Höhe der Lötösen Löcher mit einem Durchmesser von 5 mm erhalten, durch die sich Verbindungsdrähte der einzelnen Bausteine stecken lassen.

Beim Bau der einzelnen Bausteine wurde darauf geachtet, daß alle Regler an der Frontseite liegen. Deshalb bereitet es keine Schwierigkeiten, die einzelnen Regler der Bausteine abzumontieren, die Anschlüsse etwas zu verlängern und die Regler an der Frontplatte des Gehäuses anzubringen. Es ist vorteilhaft, alle Leitungen von den Bausteinen zur Frontplatte abzuschirmen, desgleichen auch die Verbindungen zu der Eingangsbuchse des Mikrofonverstärkers. Schließlich empfiehlt es sich noch, eine perforierte Gehäusehaube zu verwenden, damit Wärmestauungen vermieden werden. Ferner sollte an der Gehäusefrontplatte eine Betriebsanzeige (bestehend aus Stecklinse und dahinter angeordnetem Skalenlämpchen parallel zur Heizwicklung) montiert werden.

Werner W. Diefenbach

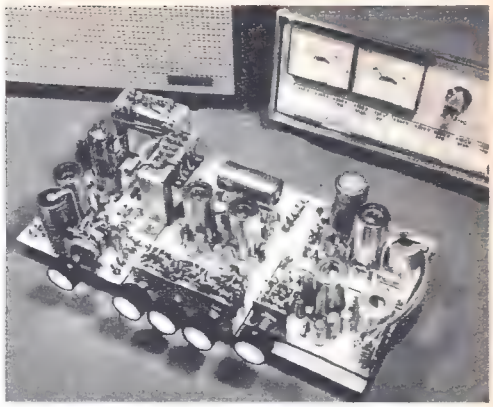


Bild 2. Der betriebsfertige Stereo-Verstärker in Experimentierbauweise (im Hintergrund Netzteil und Lautsprecher)

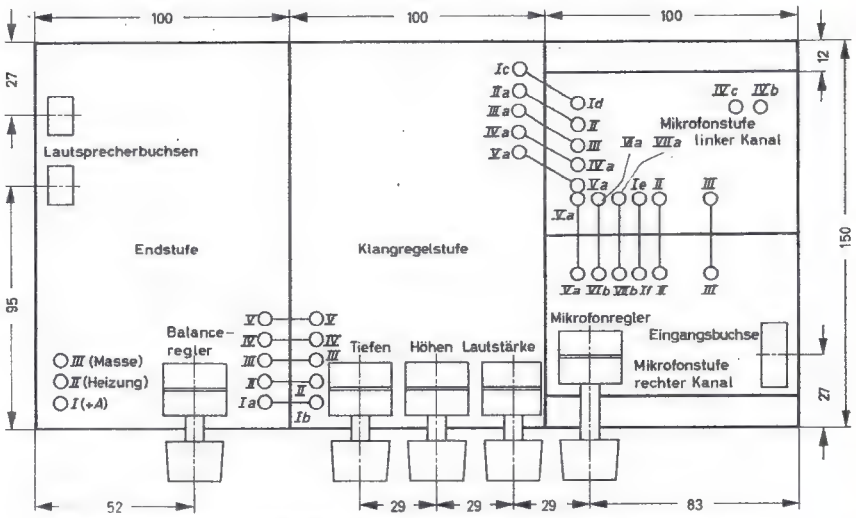


Bild 3. Maßskizze des aus Bausteinen aufgebauten Stereo-Verstärkerchassis

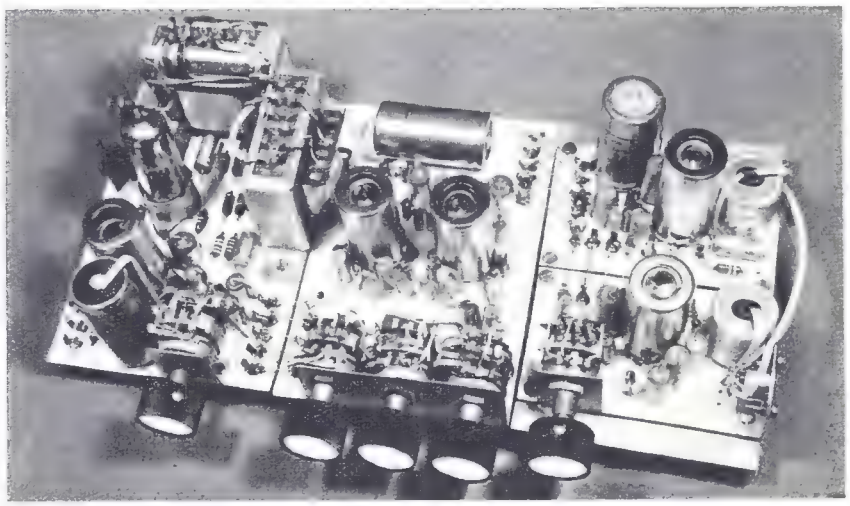
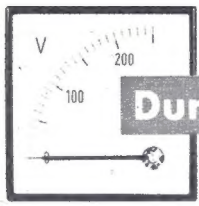


Bild 4. Gesamtansicht der zum Stereo-Verstärker aneinandergereihten Bausteine

[1]) Stereo-Verstärker-Baustein. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 958
Stereo-Klangregel-Baustein. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 24, S. 1002
Stereo-Mikrofon-Vorverstärker. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 1, S. 30

[2]) „Minitest"-Universal-Netzgerät. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 6, S. 205–206

[3]) Netzteil für 250 V, 100 mA und 6,3 V, 3,8 A. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 17, S. 639, 641



P. ALTMANN

Durch Messen zum Wissen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 1, S. 33

2.11. Messung statischer Daten an Halbleiter-Bauelementen

Auch hier können wir auf die Ausführungen in der früheren Beitragsreihe verweisen, und zwar auf die Hefte 23/1963, S. 885 und 886, und 24/1963, S. 915–917. Dort wurden ausführlich Messungen der statischen Daten von Transistoren in Emitterschaltung
29 und Basisschaltung beschrieben. Wenn man die Messungen damals versäumt hat, sollte man sie jetzt nachholen, denn sie zeigen sehr instruktiv das gleichstrommäßige Verhalten von Transistoren in den beiden Grundschaltungen. Natürlich kann dabei auch zusätzlich die Collectorschaltung untersucht werden. Bei dieser Gelegenheit sei erwähnt, daß der früher für die Messungen empfohlene Transistor AC 105 inzwischen von *Telefunken* durch den neueren Typ AC 117 ersetzt wurde. Grundsätzlich ändert sich dadurch hinsichtlich der Messungen jedoch nichts.

Es sei hier aber noch nachgetragen, wie man Dioden im Durchlaß-
30 und Sperrgebiet messen kann. Hierfür wird die Schaltung nach Bild 21 verwendet. Die beiden Batterien *B 1* und *B 2* liegen in Reihe, und parallel dazu ist das Potentiometer *P* geschaltet. Der Verbindungspunkt der beiden Batterien führt über den Strommesser *A* zur Diode *D*. Der andere Anschluß der Diode liegt am Schleifer des Potentiometers. Die Spannung an der Diode wird mit dem Voltmeter *V* gemessen. Haben die beiden Batterien gleiche Spannungen und steht der Schleifer des Potentiometers in der Mittelstellung, so erhält die Diode keine Spannung. Steht der Schleifer in der oberen Hälfte des Potentiometers, so arbeitet die Diode *D* in Durchlaßrichtung, in der unteren Hälfte dagegen in Sperrichtung. Beim Übergang vom Durchlaß- in das Sperrgebiet müssen jeweils die beiden Meßinstrumente umgepolt werden, weil sie sonst falsch ausschlagen, und außerdem muß man die Meßbereiche wechseln. Im Durchlaßgebiet ist der Meßbereich von *V* klein und der von *A* groß; im Sperrgebiet ist es gerade umgekehrt. Besonders im Sperrgebiet ist der empfindliche 50-µA-Meßbereich unserer Vielfachinstrumente sehr vorteilhaft, denn
31 die hier auftretenden Ströme sind sehr niedrig. Verwenden wir als Meßobjekt jedoch eine Siliziumdiode, so reicht auch dieser kleine Meßbereich nicht mehr aus. Mit dieser einfachen Schaltung kann man die Kennlinie beliebiger Germaniumdioden gut aufnehmen. Zu beachten ist stets, daß sie besonders in Durchlaßrichtung nicht durch zu hohe Ströme überlastet werden.

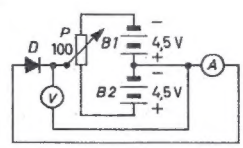


Bild 21. Untersuchung einer Halbleiterdiode

2.12. Messung an photoelektrischen Bauteilen

Auch hier genügen einige kurze Andeutungen. Am billigsten zu beschaffen ist ein Photowiderstand, und man kann beispielsweise seinen Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Beleuch-
32 tungsstärke aufnehmen. Zum Messen der Beleuchtungsstärke eignet sich gut das schon in den früheren Beitragsreihen erwähnte Vielfachinstrument „Metravo", das einen eingebauten Beleuchtungsstärkemesser enthält. Die Messung geht derart vor sich, daß man den Photowiderstand neben das Instrument legt. Über beiden ist eine in ihrer Helligkeit regelbare Lampe angeordnet, so daß man abgestufte Beleuchtungsstärken einstellen kann. Zu jedem Wert der Beleuchtungsstärke wird der Widerstandswert des Photowiderstandes abgelesen, und man kann diesen als Funktion der Beleuchtungsstärke in einer Kurve darstellen.

Auf ähnliche Weise lassen sich beispielsweise die Ausgangsspan-
33 nungen von Photoelementen in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke, aber auch in Abhängigkeit von Belastungswiderständen usw. meßtechnisch erfassen. Ähnliches gilt für Photodioden und Phototransistoren. Die zur Beleuchtung dienenden Lampen sollen mit Gleichspannung gespeist werden, damit die photoelektrischen Zellen reine Gleichstromwerte abgeben.

3. Messungen im Niederfrequenzbereich

Sobald man sich in das Gebiet der Wechselspannungen begibt, weichen die Meßverfahren von denen der Gleichstromtechnik mehr oder weniger stark ab. Teilweise sind sogar ganz andersartige Methoden erforderlich. Außerdem sind die meßtechnischen Möglichkeiten zahlreicher als die der Gleichstromtechnik. Wir können daher in diesem Abschnitt nur eine kleine Anzahl von Meßmethoden und Meßschaltungen angeben, wobei wir vor allem auf leichte Durchführbarkeit und geringe Kosten achten wollen. Ohne einen gewissen Aufwand geht es aber leider nicht ab, besonders wenn man die Anschaffung kostspieliger Spezialinstrumente vermeiden will. Für orientierende Messungen genügen jedoch häufig kleine und verhältnismäßig einfache Anordnungen, auf die wir uns hier beschränken wollen.

Unerläßlich ist allerdings eine Niederfrequenz-Spannungsquelle, die man auch Tongenerator nennt. Derartige Tongeneratoren sind in verschiedenen Preislagen und mit unterschiedlichen Eigenschaften erhältlich; leider werden sie für viele Leser aus Kostengründen nicht zu beschaffen sein. Hier kommt daher nur ein Selbstbau in Frage, der natürlich wegen des Materialaufwandes auch wieder einige zusätzliche Kosten verursacht. Ganz ohne Tonfrequenzquelle geht es aber nun einmal nicht, wenn man sich nicht nur auf die Netzfrequenz beschränken will. Wir verweisen daher auf einige in der FUNK-TECHNIK erschienene Selbstbaubeschreibungen guter Tongeneratoren, bei denen der Aufwand verhältnismäßig klein ist. So enthält Heft 2/1962 eine besonders einfache, leicht aufzubauende Anordnung, die eine Festfrequenz von 400 Hz liefert und nur einen Transistor benötigt[1]). Vorteilhaft ist es natürlich, wenn man die Tonfrequenz verändern kann. Die Selbstbaubeschreibung eines solchen Gerätes findet man im Heft 13/1963[2]). Mit diesem Gerät können Tonfrequenzen zwischen 10 Hz und 100 kHz in vier Bereichen eingestellt werden, und es lassen sich nicht nur Sinus-, sondern auch Rechteckspannungen erzeugen, was bei späteren Versuchen mit einem Katodenstrahloszillografen vorteilhaft ist. Das Gerät arbeitet mit der sogenannten Wienbrücke, die für Tonfrequenzgeneratoren besondere Bedeutung hat. Schließlich sei noch ein Selbstbau-Tonfrequenzgenerator erwähnt, der im Heft 8/1963 beschrieben ist[3]). Hierbei handelt es sich um einen *RC*-Generator, mit dem man Frequenzen zwischen 7 und 70 000 Hz erzeugen kann. Wie man bei Durchsicht der Schaltungen feststellen wird, läßt sich ein gewisser Materialaufwand nicht vermeiden, besonders wenn die Frequenz veränderbar sein soll. Wer den Aufwand scheut, muß sich auf Versuche mit der Netzfrequenz beschränken.

Neben dem Tonfrequenzgenerator sollte nach Möglichkeit noch ein Röhrenvoltmeter zur Verfügung stehen. Aber auch diese Geräte sind verhältnismäßig teuer. Eine sehr einfache Schaltung werden wir im nächsten Abschnitt kennenlernen. Wer mehr Aufwand treiben will und sich das nötige Geschick zutraut, kann die sehr universell verwendbare Schaltung nachbauen, die im Heft 11/1961 beschrieben wurde[4]). Für einfache, orientierende Versuche sind solche Einrichtungen jedoch keineswegs erforderlich.

3.1. Messung von Niederfrequenzspannungen

Im Anschluß an die Ausführungen im Abschnitt 2.1. sei zunächst kurz erwähnt, daß es auch für Niederfrequenzspannungen gewöhnliche Zeigerinstrumente gibt. Einige der bereits bei den Gleichstrommessungen erwähnten Meßwerke sind auch für Wechselspannungen geeignet. Das gilt für die Dreheisen-Meßgeräte,

---

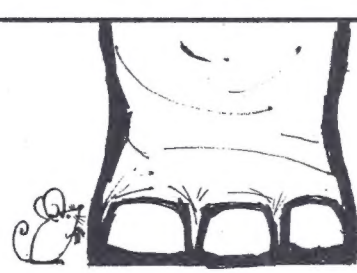
1) Transistor-RC-Generator. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 2, S. 46

2) Schreiber, H.: Sinus- und Rechteckgenerator mit vier Transistoren. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 13, S. 474–476

3) Enger, E.: Ein Tronfrequenzgenerator mit Transistoren. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 8, S. 257–258

4) Gutschmidt, F.: Ein universelles Röhrenvoltmeter. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 11, S. 395–398

auch für ganz Große
und ganz kleine



Das Heninger-Sortiment kommt jedem entgegen: 900 Fernseh-Ersatzteile, alle von namhaften Herstellern. Qualität im Original – greifbar ohne Lieferfristen, zum Industriepreis und zu den günstigen Heninger-Konditionen.

Lieferung nur an Fernsehwerkstätten (Privat-Besteller bleiben unbeliefert)

Ersatzteile durch Heninger

die elektrodynamischen Meßgeräte, die Induktionsmeßgeräte, die Hitzdraht- beziehungsweise thermoelektrischen Meßgeräte und für die elektrostatischen Meßgeräte. Ihre Funktion wurde schon im Abschnitt 2.1. kurz angedeutet.

Drehspulinstrumente sind an sich nur für Gleichstrom und Gleichspannung geeignet. Sie finden trotzdem in der Niederfrequenztechnik weitgehend Anwendung, und zwar unter Vorschaltung eines sogenannten Meßgleichrichters. Die Wechselspannung gelangt also zunächst zu einem kleinen Gleichrichter, der eine der Wechselspannung proportionale Gleichspannung liefert, die dann von dem Drehspulinstrument angezeigt wird. Einen derartigen Meßgleichrichter finden wir zum Beispiel in unseren beiden Vielfachinstrumenten. Allerdings ist besonders bei sehr niedrigen Spannungen der Ausschlag wegen der Krümmung der Gleichrichterkennlinie nicht genau proportional der Wechselspannung. Bei industriell hergestellten Drehspulinstrumenten mit Meßgleichrichtern wird diese Kennlinienkrümmung durch eine Kunstschaltung eliminiert. Man erhält dann eine wenigstens annähernd gleichmäßige Skalenteilung. Wir müssen allerdings beachten, daß der Frequenzbereich der üblichen Drehspulinstrumente mit Meßgleichrichter nach oben beschränkt ist. Beispielsweise wird für das Vielfachinstrument „680" bei Wechselspannungsmessungen ein Frequenzbereich von 0 bis 10 kHz angegeben, innerhalb dessen eine Genauigkeit von ± 3 % für sinusförmige Wechselspannung bei Temperaturen zwischen 10 und 55 °C garantiert wird. Sobald man diesen Frequenzbereich nennenswert überschreitet, tritt ein erheblicher Meßfehler auf, weil dann bereits die Eigenkapazität des Meßgleichrichters eine Rolle spielt.

Zu beachten ist ferner, daß der Innenwiderstand bei Wechselspannungsmessungen kleiner als bei Gleichspannungsmessungen ist. Während er bei dem Vielfachinstrument „680" für Gleichspannungen 20 000 Ohm je Volt beträgt, geht er bei Wechselspannungsmessungen auf 4000 Ohm je Volt zurück. Deshalb kann dieses Instrument bei Meßobjekten mit großem Innenwiderstand bereits eine so hohe Belastung darstellen, daß weniger Spannung als wirklich vorhanden angezeigt wird; es ergeben sich in dieser Hinsicht die gleichen Verhältnisse, wie bereits im Abschnitt 2.2. besprochen. Man muß stets damit rechnen, daß der Stromverbrauch des Meßinstrumentes am Innenwiderstand der Spannungsquelle einen zusätzlichen Spannungsabfall hervorruft, um den sich die zu messende Spannung verringert. Zum Beispiel beträgt der Innenwiderstand des Instrumentes „680" im 10-V-Wechselspannungsmeßbereich 40 kOhm. Würde der Innenwiderstand der Spannungsquelle, deren Spannung wir bestimmen wollen, ebenfalls 40 kOhm sein, so würden wir beim Anschalten des Instrumentes nur die Hälfte der ohne zusätzliche Belastung vorhandenen Spannung messen, denn die andere Hälfte der Spannung ginge infolge des Voltmeterstroms am Innenwiderstand verloren. Bei einem Meßobjekt mit 1 kOhm Innenwiderstand würde dagegen der Meßfehler meistens noch in zulässigen Grenzen liegen.

Wir können uns mit Hilfe des 50-µA-Meßbereiches unseres Vielfachinstrumentes die kleine Zusatzschaltung nach Bild 22 aufbauen, die uns die Messung von Spannungen mit höherer Frequenz ermöglicht. Diese Zusatzeinrichtung besteht aus drei umschaltbaren Vorwiderständen *R 1*, *R 2* und *R 3*, einer Halbleiterdiode OA 95 und einem 100-µF-Kondensator *C*. Schaltet man die zu messende Spannung *U* an die Klemmen *a* und *b*, so fließt ein Strom über einen der drei Widerstände und die Diode *D*. Infolgedessen wird der Kondensator *C*, wenn das Meßinstrument *V* nicht angeschlossen ist, auf den Spitzenwert der Wechselspannung aufgeladen. An *C* entsteht also eine Gleichspannung, die nun gemessen werden kann. Das Meßinstrument verbraucht dabei aber etwas Strom, so daß die Spannung an *C* zurückgeht.

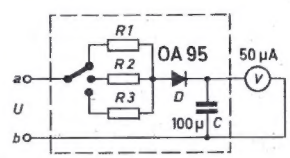


Bild 22. Schaltung eines Spannungsmessers für höhere Frequenzen

Durch entsprechende Wahl der Vorwiderstände kann man drei verschiedene Meßbereiche einstellen, wobei man die Widerstände zweckmäßigerweise experimentell ermittelt. Dazu schaltet man an die Klemmen *a*, *b* ein Vergleichsinstrument, beispielsweise unser zweites Vielfachinstrument, und legt dann über ein Potentiometer eine 50-Hz-Wechselspannung an diese Anordnung. Die Widerstände *R 1* ... *R 3* im Bild 22 werden zunächst nicht angeschlossen. Man ersetzt nun den ersten Widerstand durch einen Regelwiderstand, stellt eine Spannung am Vergleichsinstrument ein, die dem Endwert des gewünschten Meßbereiches entspricht, und gleicht den provisorisch eingeschalteten Regelwiderstand so lange ab, bis das zu eichende Instrument Vollausschlag zeigt. Dann mißt man den Wert des eingestellten Widerstandes, der dem Widerstand des später einzubauenden Festwiderstandes entspricht. Ebenso geht man bei *R 2* und *R 3* vor, wobei man jeweils am Vergleichsinstrument die Endwerte der gewünschten Meßbereiche einstellt. Auf diese Weise erhält man die Werte der Fest-Vorwiderstände, die allerdings meistens in dieser Größe nicht erhältlich sein werden. Man muß sich daher gegebenenfalls mit Widerstandskombinationen helfen; ergibt die Messung des Vergleichsregelwiderstandes etwa 1250 Ohm, so kann man diesen Wert zum Beispiel mit drei hintereinander geschalteten Widerständen von 1000 Ohm, 200 Ohm und 50 Ohm erreichen. Auch durch Parallelschaltung läßt sich natürlich der gewünschte Widerstandswert herstellen.

Man erhält mit dem beschriebenen Zusatzgerät ein Wechselspannungsvoltmeter, dessen Frequenzbereich nach oben hauptsächlich durch die Eigenschaften der Diode begrenzt ist. Eine normale Germaniumdiode kann man noch für viele Megahertz verwenden. Dann spielen allerdings schon die Parallelkapazitäten der Widerstände und die Aufbaukapazität eine Rolle. Man muß daher die Widerstände so kapazitätsarm wie nur möglich anordnen und bis zum Kondensator *C* die Leitungen sehr kurz halten. Selbstverständlich muß jetzt das Instrument – nach Einbau der richtigen Vorwiderstände – nach den früher beschriebenen Richtlinien geeicht werden. Da man an der fertigen Skala des Instrumentes für 50 µA nichts mehr ändern kann, muß man eine Eichkurve anfertigen, aus der sich der Zusammenhang zwischen Zeigerausschlag und angelegter Wechselspannung ergibt. Die Genauigkeit eines solchen Instrumentes ist natürlich nicht sehr groß, aber man erhält ein relativ empfindliches und vor allen Dingen verhältnismäßig hochohmiges Instrument für größere Frequenzbereiche.

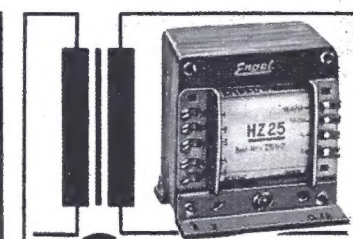
Wechselspannungsmessungen unterscheiden sich, wenn derartige Zeigerinstrumente verwendet werden, im Prinzip selbstverständlich nicht von Gleichspannungsmessungen. Bei Verwendung von Vielfachinstrumenten muß man aber darauf achten, daß man auf der richtigen Skala abliest; sie unterscheidet sich nämlich von der Gleichspannungsskala, weil ja die Eigenschaften des Meßgleichrichters und der zugehörigen Hilfsschaltung mit in die Skala eingeeicht sind. Die Unterschiede in der Eichung können beträchtlich sein. Im übrigen gilt für diese Messungen alles, was schon im Abschnitt 2.2. für Gleichstrommessungen gesagt wurde. Auf die Bedeutung des Innenwiderstandes und den dadurch bedingten Meßfehler sei nochmals ausdrücklich hingewiesen.

(Fortsetzung folgt)

Neuentwicklung!
MINIFUNK-Sprechfunkgerät Modell 1002

13 Transistoren, Außenantennenanschluß, größte Reichweite, FTZ-Nr. K-552/65.
Besonderheiten:
- 1,6-Watt-Leistung
- 2 Sprechkanäle
- eingebauter Tonruf
- Geräuschregler und Batteriespannungsmesser
- Anschlußmöglichkeiten für Ohrhörer, Kfz.-Batterie, Netzteil und Fahrzeugantenne

Interessante Konditionen für Wiederverkäufer!
Alleinvertrieb:
Hans J. Kaiser, Import — Export
69 Heidelberg, Postfach 1054, Tel. 06221/27609



Rundfunk-Transformatoren
für Empfänger, Verstärker Meßgeräte und Kleinsender
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52), Eichborndamm 141-167

RADIO FERN SEHEN SCHNELL SERVICE

sucht für seine modern eingerichtete Fernsehwerkstatt sowie für den Kundendienst und Antennenbau

Rundfunk- und Fernseh-Techniker

Es ist wichtig für Sie zu wissen, daß wir zum Hertie-Konzern gehören. Wir sind ein Haus mit internationalen Verbindungen. Im übrigen ist Stuttgart eine schöne Stadt, in der es sich leben läßt. Daraus ergeben sich viele interessante Aspekte für unsere Mitarbeiter.

Großzügige Sozialleistungen, Jahresabschlußvergütung – das sind weitere Punkte, die für uns sprechen. Schreiben Sie uns, schreiben Sie uns ausführlich ihre besonderen Wünsche – unsere Personalabteilung antwortet schnell und natürlich streng vertraulich. Wir freuen uns auf Ihre Bewerbung!

Kaufhaus UNION Stuttgart

Königstraße 27–29 · Postfach 882 · Tel. 29 11 51–55

Ate

Wir müssen unsere **Meß-Gruppe** erweitern und suchen mehrere

Meßtechniker

(Hoch- oder Fachschulingenieure, Fachrichtung Elektrotechnik)

Wenn Sie mit den Methoden und Möglichkeiten der elektrischen Messung mechanischer und thermischer Größen vertraut sind und der Umgang mit Oszillografen und Direktschreibern für Sie ebenso selbstverständlich ist, dann erwarten wir gerne Ihre ausführliche Bewerbung mit den üblichen Unterlagen, Gehaltsansprüchen und Angabe des möglichen Eintrittstermines an unsere Personalabteilung.

ALFRED TEVES

Maschinen- und Armaturenfabrik KG, 6000 Frankfurt/Main, Rebstöcker Straße 41-53

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3. Telefon: 87 33 95 / 96. Telex: 1–84 509

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. **Röhren-Müller,** Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A4. 2300 Bilder. 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Abonnementspreis bei Postbezug im Inland monatlich 3,55 DM einschl. Postgebühren, im Ausland 3,70 DM zuzüglich Porto. Einzelheft im In- und Ausland 1,90 DM zuzüglich Porto. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof

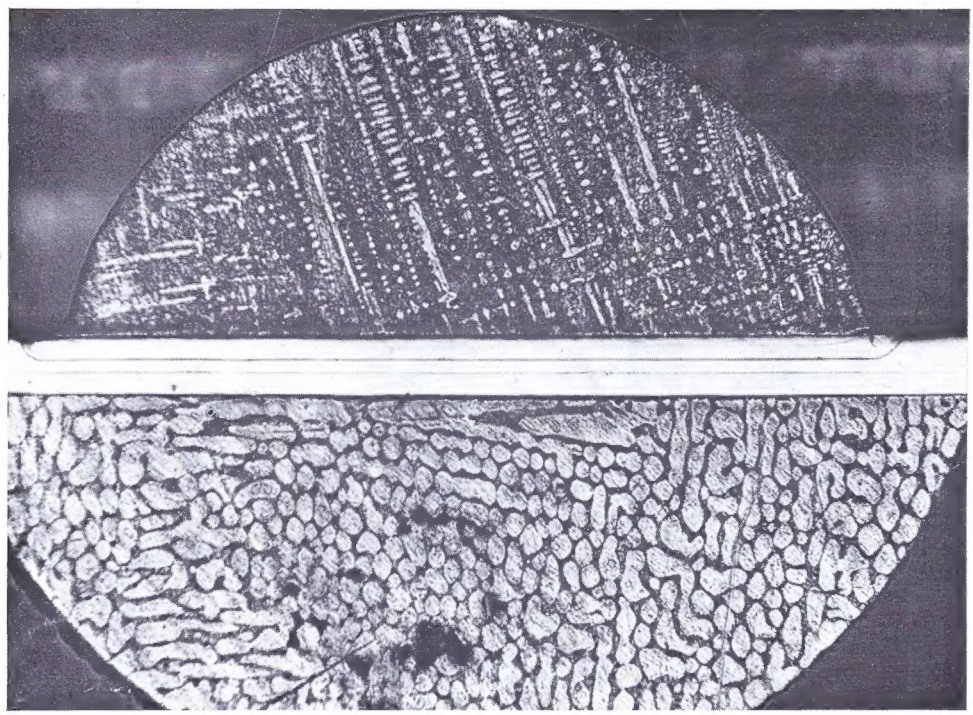
Pr. 1214
3109 Nagel,Wilh.
Vorholzstr.25a

B

AC 187 KP AC 188 KP Neues Komplementärpaar mit Ge-NF-Transistoren

Bei tragbaren Geräten und teilweise auch bei Zweitgeräten für Netzanschluß setzen sich heute komplementäre Endstufen immer mehr durch. Mit dem neuen komplementären Paar, bestehend aus dem NPN-Transistor AC 187 KP und dem PNP-Transistor AC 188 KP, kann eine Ausgangsleistung von ca. 3,5 W erreicht werden.
Bemerkenswert ist die hohe Stromverstärkung von $B > 100$ bei $I_E = 300$ mA, so daß sich der benötigte Kollektorstrom der Treiberstufe in mäßigen Grenzen hält.

Schliffbild des AC 187 KP



Technische Daten:

			AC 187 KP	AC 188 KP	
$\lvert U_{CB\,O} \rvert$	=	max.	25	25	V
$\lvert U_{CE\,O} \rvert$	=	max.	15	15	V
P_{tot}	=	max.	0,8	0,8	W
$\lvert I_{C\,M} \rvert$	=	max.	2	2	A
Gleichstromverstärkung bei $\lvert I_E \rvert = 300$ mA, $U_{CB} = 0$, $\vartheta_J = 25\,°C$					
B	=		100...500		

VALVO GMBH
HAMBURG